



# Polymère souple pour antenne patch électriquement accordable en bande X : conception et caractérisations

Samuel Baron

## ► To cite this version:

Samuel Baron. Polymère souple pour antenne patch électriquement accordable en bande X : conception et caractérisations. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Nantes, 2015. Français. NNT : . tel-01240484

**HAL Id: tel-01240484**

**<https://hal.science/tel-01240484>**

Submitted on 9 Dec 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Thèse de Doctorat

**Samuel BARON**

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du  
**grade de Docteur de l'Université de Nantes**  
sous le label de l'Université de Nantes Angers Le Mans*

**École doctorale : Sciences et Technologies de l'Information et Mathématiques**

**Discipline : Électronique, Microélectronique et Nanoélectronique**

**Unité de recherche : Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes**

**Soutenue le 28 octobre 2015**

## **Polymère souple pour antenne patch électriquement accordable en bande X : conception et caractérisations**

### **JURY**

Président :	<b>M. Christian PERSON</b> , Professeur des universités, Télécom Bretagne, Brest
Rapporteurs :	<b>M<sup>me</sup> Valérie VIGNERAS</b> , Professeur des universités, Institut Polytechnique de Bordeaux, Talence <b>M. Laurent LEBRUN</b> , Professeur des universités, INSA de Lyon, Villeurbanne
Examineurs :	<b>M. Jean-François CHATEAUX</b> , Maître de conférences, Université Claude Bernard Lyon 1, Villeurbanne <b>M. Eduardo MOTTA CRUZ</b> , Directeur de la Chaire Télécom & Réseaux, Université de Nantes
Directeur de thèse :	<b>M. Benoit GUIFFARD</b> , Professeur des universités, Université de Nantes
Co-directeur de thèse :	<b>M. Ala SHARAIHA</b> , Professeur des universités, Université de Rennes 1



*« Ce qui est important, ce n'est,  
ni d'être optimiste, ni pessimiste,  
mais d'être déterminé. »*  
Jean MONNET



# Remerciements

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été effectué au sein de l'Institut d'Électronique et des Télécommunication de Rennes (IETR) dans l'équipe *Matériaux Fonctionnels* située à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Nantes.

J'adresse tout d'abord mes remerciements à M. Éric POTTIER directeur de l'IETR et MM. Ronan SAULEAU, Jean-François HÉLARD et Jean-François DIOURIS directeurs-adjoints de l'IETR, pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire. Je remercie également M. Hartmut GUNDEL de m'avoir accueilli au sein de l'équipe *Matériaux Fonctionnels*.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mes encadrants et directeurs de thèse M. Benoît GUIFFARD, Professeur à l'Université de Nantes et M. Ala SHARAIHA, Professeur à l'Université de Rennes 1. Ils m'ont fourni un cadre et un soutien quotidien durant toute la durée de cette thèse tout en me donnant une grande autonomie. La qualité des travaux effectués est le fruit de la confiance qu'ils ont su me témoigner.

Je remercie Mme Valérie VIGNERAS et M. Laurent LEBRUN pour avoir accepté de rapporter ce travail. Je remercie également M. Christian PERSON pour avoir présidé la soutenance ainsi que M. Jean-François CHATEAUX et M. Eduardo MOTTA CRUZ pour leur participation au jury de thèse.

Un grand merci à mes collègues de l'équipe *Matériaux Fonctionnels*, en particulier Caroline, Sabrina, Stéphane, Hartmut, Raphaël et Thibault pour tous les bons moments, spécialement lors des repas et pauses-café et surtout à mon collègue de bureau, Kevin NADAUD, qui m'a également bien aidé scientifiquement et moralement !

Mes remerciements vont également à tous le personnel de l'IETR qui a participé d'une manière ou d'une autre à cette thèse : Magali, Sandrine, Patrick, Yann, Guillaume et Marc ; ainsi qu'à Yann BORJON-PIRON et Pascal PAILLARD de l'Institut des Matériaux de Nantes qui, grâce à leur collaboration, a permis à cette thèse d'aboutir.

Je tiens à remercier toutes les personnes que j'ai eu le plaisir de rencontrer lors de cette thèse, en particulier Saïd, Frédéric, Antoine GOULLET, Michèle CARETTE, Anne CHOUSSEAUD, Anthony PRESSE, Emmanuel LE GUEN et Antoine THOMET. Je remercie également tous ceux que j'ai eu le plaisir de rencontrer lors de mes études (Nico, Meumeun, ...).

Je remercie tous mes amis que je n'ai pas vus aussi souvent que je l'aurais souhaité mais qui a chaque fois m'ont permis de me changer les idées grâce à leur bonne humeur : Charlotte, Benoît, Thomas, Anthony, Damien, Marlène, Benjamin, Marion, Sébastien et Céline.

Je ne peux oublier de remercier les membres de ma famille. Mes parents, Anne et Christian, qui m'ont toujours encouragé dans mes choix et qui m'ont donné le goût de l'effort et mes sœurs, Sophie et Lise avec un gros merci pour les nombreuses relectures du manuscrit !

Un grand merci à Whitney, sans qui je n'aurais jamais eu le courage d'entreprendre cette aventure qu'est une thèse et qui, tous les jours, a su m'apporter son soutien !

Merci à tous.

# Table des matières

Liste des abréviations et des grandeurs physiques	11
Introduction	17
<b>1 État de l’art et positionnement</b>	<b>21</b>
1.1 Introduction . . . . .	21
1.2 Le polyuréthane . . . . .	22
1.2.1 Généralités . . . . .	22
1.2.2 Le polyuréthane utilisé . . . . .	23
1.2.3 Le PU pour l’électronique souple . . . . .	24
1.2.4 Propriétés du polyuréthane en hyperfréquence (HF) . . . . .	25
1.2.5 Conclusion . . . . .	26
1.3 Les antennes sur substrat souple accordables en fréquence . . . . .	28
1.3.1 Antennes patch : généralités . . . . .	28
1.3.2 Antennes sur substrat souple . . . . .	33
1.3.3 Antennes agiles en fréquence . . . . .	36
1.4 Conclusion sur l’état de l’art et le positionnement du sujet . . . . .	41
<b>2 Procédés technologiques et simulations électromagnétiques 3D</b>	<b>43</b>
2.1 Introduction . . . . .	43
2.2 Mise en forme et assemblage du polyuréthane . . . . .	44
2.2.1 Dissolution du polyuréthane . . . . .	44
2.2.2 Réalisation de films minces en polyuréthane . . . . .	47
2.2.3 Techniques d’assemblage du polyuréthane . . . . .	51
2.3 Métallisation des polymères souples . . . . .	54
2.3.1 État de l’art . . . . .	55
2.3.2 Choix des métaux . . . . .	57
2.3.3 L’évaporation . . . . .	58
2.3.4 La pulvérisation cathodique . . . . .	58
2.3.5 Conclusion . . . . .	60
2.4 Mise en forme de la métallisation . . . . .	60
2.4.1 Le masque mécanique perforé . . . . .	61
2.4.2 La photolithogravure directe et indirecte . . . . .	61
2.4.3 Conclusion . . . . .	63
2.5 Simulations électromagnétiques 3D . . . . .	64
2.5.1 Choix du logiciel de simulation . . . . .	64
2.5.2 Réglages spécifiques . . . . .	64
2.6 Conclusion du chapitre . . . . .	66



<b>3</b>	<b>Caractérisations diélectriques du Polyuréthane</b>	<b>67</b>
3.1	Introduction . . . . .	67
3.2	Caractérisations diélectriques en basse fréquence . . . . .	68
3.2.1	Principe . . . . .	68
3.2.2	Résultats de mesure . . . . .	69
3.3	Caractérisations diélectriques en haute fréquence . . . . .	71
3.3.1	La cellule triplaque . . . . .	71
3.3.2	Le Té résonant (stub) . . . . .	72
3.3.3	La capacité MIM en HF . . . . .	75
3.3.4	Les lignes de transmission coplanaires (GCPW) . . . . .	77
3.4	Évolution des propriétés diélectriques sur une large bande de fréquence . .	89
3.4.1	Généralités . . . . .	89
3.4.2	Analyse des mesures sur PU87 . . . . .	90
3.5	Conclusion du chapitre . . . . .	96
<b>4</b>	<b>Modélisation, dimensionnement et réalisation du système antennaire</b>	<b>97</b>
4.1	Introduction . . . . .	97
4.2	Théorie : Dimensionnement d'une antenne patch sur cavité . . . . .	98
4.2.1	Prérequis : le dimensionnement d'un patch rayonnant rectangulaire	99
4.2.2	Épaisseur de la membrane . . . . .	100
4.2.3	Dimensionnement de la hauteur de la cavité . . . . .	101
4.2.4	Dimension du patch rayonnant . . . . .	102
4.2.5	Taille de la membrane . . . . .	102
4.2.6	Alimentation de l'antenne . . . . .	103
4.3	Modélisation numérique 3D . . . . .	105
4.3.1	Adaptation en impédance de l'antenne simulée . . . . .	106
4.3.2	Performance radiative de l'antenne simulée . . . . .	109
4.3.3	Conclusion . . . . .	111
4.4	Protocole de fabrication de l'antenne membranaire . . . . .	112
4.5	Caractérisations antennaires du dispositif développé . . . . .	114
4.5.1	Les connectiques utilisées . . . . .	114
4.5.2	Mesure de l'adaptation . . . . .	115
4.5.3	Influence des incertitudes de fabrication . . . . .	116
4.5.4	Mesure du rayonnement de l'antenne . . . . .	116
4.5.5	Conclusion . . . . .	118
4.6	Conclusion du chapitre . . . . .	118
<b>5</b>	<b>Agilité en fréquence de l'antenne membranaire et études prospectives</b>	<b>121</b>
5.1	Introduction . . . . .	121
5.2	Accord en fréquence de l'antenne patch sur substrat membranaire . . . . .	122
5.2.1	Test préliminaire : l'actionnement pneumatique . . . . .	122
5.2.2	L'actionnement électrostatique de la membrane . . . . .	123
5.2.3	Amélioration de l'actionnement électrostatique : la structure <i>biseautée</i>	127
5.2.4	Conclusion . . . . .	130
5.3	Améliorations des performances de l'antenne : études prospectives . . . . .	131
5.3.1	Objectifs . . . . .	131
5.3.2	Structuration du patch antennaire . . . . .	132
5.3.3	Élaboration de composites diélectriques . . . . .	136
5.4	Conclusion du chapitre . . . . .	142

Conclusion générale	143
A Antennes souples et/ou agiles en fréquence	147
Tables des figures	151
Listes des tableaux	159
Bibliographie	161
Publications et communications	169



# Liste des abréviations et des grandeurs physiques

AFM	Microscope à Force Atomique
Al	Aluminium
Au	Or
$\alpha$	Pertes globales dans une ligne de transmission
$\alpha_1$	Angle paramétrique de la transition <i>tapper</i> entre deux lignes micro-rubans
$\alpha_2$	Angle paramétrique de la transition <i>tapper</i> entre le cadre massif et la membrane en PU
$\alpha_c$	Pertes conductrices dans une ligne de transmission
$\alpha_d$	Pertes diélectriques dans une ligne de transmission
$\alpha_{HN}$	Coefficient d'ajustement HF de Havriliak et Negami
$\alpha_r$	Pertes radiatives dans une ligne de transmission
BDO	1,4-butanediol
$BP$	Bande passante d'une antenne
$\beta$	Déphasage par unité de longueur dans une ligne de transmission
$\beta_{HN}$	Coefficient d'ajustement BF de Havriliak et Negami
$C$	Capacité électrique
$CTE$	Coefficient de dilatation thermique
CP	Polymère conducteur
CPW	Coplanar Waveguide : ligne coplanaire
Cu	Cuivre
$D$	Directivité d'une antenne
$D_e$	Diamètre de l'électrode MIM
DEL	Diode Électroluminescente
DMF	N,N-diméthylformamide
DSR	Domaine riche en SR
DSS	Matrice riche en SS
$\delta_D$	Composante « de Hansen » de dispersion
$\Delta E$	Angle d'ouverture du lobe principal dans le plan E

$\Delta f$	Largeur de la bande de fréquence de l'antenne à $-10$ dB
$\Delta f_{res}$	Variation de la fréquence de résonance de l'antenne
$\Delta f_{res-stub}$	Bande de fréquence à $+3$ dB de la fréquence de résonance du Té résonant
$\delta_H$	Composante « de Hansen » de liaisons hydrogènes
$\Delta H$	Angle d'ouverture du lobe principal dans le plan H
$\Delta H_{vap}$	Enthalpie de vaporisation
$\Delta L$	Longueur de débordement des lignes de champ $\vec{E}$ du patch rayonnant
$\delta_p$	Composante « de Hansen » de polarité
$\delta_{peau}$	Épaisseur de peau d'un conducteur
$\Delta S$	Critère de convergence des simulations électromagnétiques 3D
$\delta_t$	Paramètre de solubilité de Hildebrand
$\vec{E}$	Champ électrique
$\varepsilon^*$	Permittivité complexe
$\varepsilon''$	Partie imaginaire de la permittivité
$\varepsilon'$	Partie réelle de la permittivité
$\varepsilon_0$	Permittivité du vide ( $\varepsilon_0 \approx 8,8541 \times 10^{-12}$ F.m $^{-1}$ )
$\varepsilon_r^*$	Permittivité relative complexe
$\varepsilon_r''$	Partie imaginaire de la permittivité relative
$\varepsilon_r'$	Partie réelle de la permittivité relative
$\varepsilon_{reff}^*$	Permittivité relative effective complexe
$\varepsilon_{reff}'$	Partie réelle de la permittivité relative effective
$\varepsilon_{req}'$	Partie réelle de la permittivité relative équivalente
$\eta$	Efficacité radiative d'une antenne
$f$	Fréquence
FdM	Figure de Mérite Agilité/Tension
FEM	Finite Element Method : méthode des éléments finis
$f_{res}$	Fréquence de résonance
$i(t)$	Courant électrique
<i>InsetDistance</i>	Profondeur des encoches d'adaptation Insetfed
<i>InsetGap</i>	Largeur des encoches d'adaptation Insetfed
$j$	Nombre imaginaire
$K(k)$	Intégrale elliptique de première espèce
$G$	Gain d'une antenne
$g$	Largeur des plans de masse supérieurs d'une ligne coplanaire
GCPW	Groundplane CoPlanar Waveguide : lignes de transmission coplanaire avec plan de masse inférieur
GSG	Pointe Ground Signal Ground : Masse Signal Masse

$\gamma$	Constante de propagation d'une ligne de transmission
$\Gamma$	Coefficient de réflexion d'une antenne
$\vec{H}$	Champ magnétique
$h$	Épaisseur du diélectrique
$h_a$	Épaisseur du gap d'air sous la membrane
HF	Hyperfréquence
$h_{PU}$	Épaisseur de la membrane de PU
$h_{tot}$	Épaisseur totale du diélectrique bicouche membrane + air
$L_{contact}$	Inductance électrique de contact
$L_e$	Longueur électrique du patch rayonnant
$L_l$	Longueur d'une ligne microruban
$L_m$	Longueur de la membrane de PU
$L_p$	Longueur (physique) du patch rayonnant
$L_{stub}$	Longueur du stub résonant
$L_{sub}$	Longueur du substrat antennaire
$L_t$	Longueur des trous d'un patch grillagé
$L_{Tapper}$	Longueur de la transition <i>tapper</i>
$\lambda_0$	Longueur d'onde dans le vide
$\lambda_g$	Longueur d'onde dans un diélectrique
MDI	4,4'-diisocyanate de diphenylméthylène
MEMS	MicroElectroMechanical Systems
MIM	Capacité Métal-Isolant-Métal
$\mu$	Viscosité dynamique d'une solution
$\mu_0$	Perméabilité du vide ( $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$ )
$\mu_r^*$	Perméabilité relative complexe
$\mu_r'$	Partie réelle de la perméabilité relative
$\mu_{reff}^*$	Perméabilité relative effective complexe
NTC	Nanotube de carbone
$p$	Fraction massique de ZSO dans la matrice de PU87
PDMS	Polydiméthylsiloxane
PEC	Perfect Electric Conductor : métallisation sans pertes conductrices
PEDOT-PSS	Poly(3,4-éthylènedioxythiophène)-poly(styrènesulfonate)
PEMG	Poly(ethylene-co-methyl acrylate-co-glycidyl methacrylate)
PEN	Polynaphtalate d'Éthylène
PET	Polyéthylène Téréphtalate
PPy	Polypyrrole
Pt	Platine
PTFE	Polytétrafluoroéthylène (Téflon®)

PTMO	Poly TetraMéthylène Oxide
PU	Polyuréthane
PU87	Polyuréthane Estane 58887 NAT 038 de Lubrizol®
$Q$	Facteur de qualité d'une antenne
$R$	Constante universelle des gaz parfaits ( $R \approx 8,314 \text{ J.K}^{-1}.\text{mol}^{-1}$ )
$R^2$	Coefficient de détermination
$R_{in}$	Résistance électrique d'entrée
$R_a$	Rugosité arithmétique
$R_{contact}$	Résistance électrique de contact
$R_d$	Résistance symbolisant les pertes diélectriques d'un matériau
$RL$	Pertes par réflexion d'une antenne
$S$	Surface des capacités MIM
$s$	Gap entre la ligne et les plans de masse supérieurs d'une ligne coplanaire
$S_{ij}$	Paramètres décrivant la transmission ( $i \neq j$ ) et la réflexion ( $i=j$ ) d'un quadripole
SMA	Connecteur SubMiniature version A
SR	Segments rigides
SS	Segments souples
$\sigma$	Conductivité électrique
$t$	Épaisseur de la métallisation
$T$	Température
$T_f$	Température de fusion
TPU	Polyuréthane thermoplastique
$TR$	Tuning Range : Taux d'accord en fréquence de l'antenne
TRL	Calibration Thru-Reflect-Line
$T_v$	Température de transition « vitreuse »
$\tan \delta$	Facteur de pertes diélectriques
$\tau$	Temps de relaxation
$\theta$	Déphasage entre deux signaux électriques
$U$	Tension d'actionnement DC
$V$	Volume
$V(t)$	Tension électrique
VNA	Analyseur de réseau vectoriel
$w$	Largeur d'une ligne coplanaire
$w_g$	Largeur des lignes métalliques dans un patch grillagé
$W_l$	Largeur d'une ligne microruban
WLAN	Wireless Local Area Network (Réseau sans fil)

$W_m$	Largeur de la membrane de PU
$W_p$	Largeur du patch rayonnant
$W_{sub}$	Largeur du substrat antenne
$W_t$	Largeur des trous d'un patch grillagé
$\omega$	Pulsation d'un signal sinusoïdal
$X_{in}$	Réactance électrique d'entrée
$Y$	Module d'Young (module d'élasticité)
$Y^*$	Admittance électrique complexe
$Z$	Impédance d'entrée d'un système électronique
$Z_{contact}$	Impédance électrique de contact
ZSO	Silicate de zirconium ( $ZnSiO_4$ )





# Introduction

Depuis une vingtaine d'années, les systèmes communicants prennent une place importante dans la société. La transmission d'informations est donc un enjeu crucial, en particulier par la voie des ondes. Pour cela, une grande partie des appareils actuels intègre une fonction antenne. Cet élément doit assurer le transfert de l'information du dispositif vers l'extérieur, et inversement, avec une grande efficacité pour un coût, une dimension et une consommation énergétique toujours plus faibles.

La multiplication des fonctionnalités des appareils implique plusieurs standards de communication, qui correspondent à des bandes spectrales spécifiques et parfois étroites. Un téléphone mobile émet par exemple en Bluetooth, Wi-fi et GSM afin d'être utilisé pour la communication avec d'autres appareils, pour l'accès à internet ou pour les appels vocaux. L'encombrement des appareils et leur consommation énergétique interdisent généralement l'utilisation d'une antenne pour chaque fonction. De même, les systèmes communicants ne sont pas utilisés dans un environnement figé. Par exemple, un téléphone mobile peut être employé plus ou moins proche d'une partie du corps humain (tête, mains, etc.). Ceci a pour effet de modifier la permittivité effective autour de l'antenne, changeant sa fréquence de travail. Une solution à ces deux problèmes est donc l'accordabilité - ou agilité - en fréquence d'une antenne unique afin d'ajuster sa fréquence à l'application et à l'environnement de travail [1]. Cette solution est une alternative intéressante aux antennes large bande par une meilleure compacité du système antenne, un rapport signal sur bruit plus grand et par le fait qu'elle ne nécessite pas de filtrage additionnel. L'agilité en fréquence est classiquement obtenue par l'ajout d'un système électronique intégré spécifique. Il a été également proposé l'utilisation de matériaux accordables ou encore l'emploi d'une reconfiguration mécanique des antennes. Ces deux dernières solutions requièrent donc des matériaux ou des structures actives innovants [2].

Nous assistons également, depuis peu, à une transition de l'électronique dite « classique » sur substrat rigide (composite de résine époxy renforcé de fibre de verre ex : FR4, RT Duroïd, etc.) vers de l'électronique souple, en particulier le polydiméthylsiloxane (PDMS) réticulé [3] et le polyuréthane (PU) [4]. L'objectif de cette migration est principalement de réduire le poids et les coûts tout en apportant un degré de liberté supplémentaire au système, induit par la souplesse du substrat (conformabilité, flexibilité, etc.). À terme, le but sous-jacent serait de réaliser des appareils totalement flexibles (terminal mobile souple) ou d'avoir des systèmes biocompatibles (électrode implantable par exemple), d'où *in fine* la nécessité de développer des antennes sur substrat souple.

Dans ce contexte d'électronique souple et de recherche d'accordabilité, l'utilisation de polymères tel que le polyuréthane (PU) s'avère être une voie très intéressante. Il est actuellement possible de fabriquer environ 5000 variétés différentes de PU. Ainsi une large gamme de propriétés électriques, chimiques et mécaniques est possible, et celles-ci sont à sélectionner suivant les applications voulues. Plus particulièrement, le polyuréthane que

nous allons utiliser a un module d'Young d'environ 30 MPa, ce qui lui confère une très grande souplesse. Ce type de matériau a également l'avantage d'être léger, faible coût, potentiellement recyclable et biocompatible. Le polyuréthane peut ainsi être utilisé dans le domaine de la santé. Un exemple notoire est son utilisation, par la société CARMAT®, dans le premier cœur artificiel implantable [5].

Cette thèse a donc pour but de lier ces deux thématiques. En effet, la grande souplesse du polyuréthane intégré comme substrat d'antenne permet d'envisager une reconfiguration mécanique de la structure antennaire avec, comme finalité, une modification de sa fréquence de résonance.

Cette thèse a été réalisée dans l'équipe *Matériaux fonctionnels* de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) sur le site de Nantes, sous la direction des Professeurs Benoit Guiffard et Ala Sharaiha. L'utilisation du polyuréthane dans une structure antennaire comme substrat est une première au sein de cette équipe de recherche.

Dans ce contexte, les objectifs de cette thèse sont de :

- montrer la faisabilité de systèmes antennaires à structure patch en utilisant un substrat en polyuréthane (PU), avec des procédés de fabrication simples et industriellement transférables ;
- utiliser la souplesse du PU pour reconfigurer l'antenne en fréquence avec un actionnement électrique.

Pour cela, différents points sont abordés au cours de ce manuscrit tels que :

- la caractérisation diélectrique du PU en hyperfréquence (HF) ;
- la mise en forme du PU pour l'application antennaire visée ;
- la conception, la modélisation et la caractérisation du dispositif antennaire ;
- l'étude et l'optimisation de l'accord en fréquence de l'antenne.

Le présent mémoire est composé de 5 parties distinctes.

Tout d'abord, le premier chapitre a pour but de présenter le contexte de l'étude et son positionnement dans la recherche internationale actuelle. Ainsi, une présentation de l'état de l'art est effectuée, ce qui permet de définir précisément les performances à atteindre par rapport à d'autres études déjà menées dans la même thématique.

Le second chapitre est consacré à la présentation des procédés technologiques de fabrication mis en place et développés pour la réalisation du système antennaire sur PU. La mise en forme du PU et les verrous technologiques rencontrés, en particulier concernant la métallisation du PU, sont alors exposés. Le logiciel commercial de modélisation numérique utilisé pour la conception de systèmes hyperfréquences et son réglage spécifique sont également détaillés.

Le troisième chapitre est dédié à la caractérisation diélectrique du PU sur une large bande de fréquence (de 0,1 Hz à 30 GHz). Pour cela plusieurs études ont été menées en utilisant diverses techniques de caractérisation. Ceci permet de comparer ces diverses méthodes et de déterminer l'évolution fréquentielle des propriétés diélectriques du PU utilisé.

Ensuite le quatrième chapitre présente, tout d'abord, le dimensionnement et la modélisation numérique de l'antenne patch membranaire développée. Cette antenne a été par la suite réalisée grâce aux procédés technologiques vus dans le deuxième chapitre, puis caractérisée en fréquence et en rayonnement. Ceci permet de valider les simulations précédemment effectuées et les procédés développés.

Enfin, l'étude de l'accord en fréquence de l'antenne et son amélioration par une mo-

dification de la structure antennaire sont effectuées dans le cinquième chapitre. D'autre part, la seconde partie de ce chapitre est consacrée à la présentation d'études prospectives pour l'amélioration globale du système telles que la structuration du patch antennaire et la modification des propriétés du polyuréthane par la réalisation de composites.

La conclusion générale clôturera ce mémoire avec le rappel des principaux résultats et les différentes perspectives envisagées.



# Chapitre 1

## État de l’art et positionnement

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>21</b>
<b>1.2</b>	<b>Le polyuréthane</b>	<b>22</b>
1.2.1	Généralités	22
1.2.2	Le polyuréthane utilisé	23
1.2.3	Le PU pour l’électronique souple	24
1.2.4	Propriétés du polyuréthane en hyperfréquence (HF)	25
1.2.5	Conclusion	26
<b>1.3</b>	<b>Les antennes sur substrat souple accordables en fréquence</b>	<b>28</b>
1.3.1	Antennes patch : généralités	28
1.3.2	Antennes sur substrat souple	33
1.3.3	Antennes agiles en fréquence	36
<b>1.4</b>	<b>Conclusion sur l’état de l’art et le positionnement du sujet</b>	<b>41</b>

---

### 1.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif de définir le sujet de cette thèse et de la positionner dans le contexte international. Celle-ci lie deux thématiques distinctes : les matériaux polymériques comme substrat dans l’électronique souple et les antennes imprimées accordables en fréquence. Ainsi, une présentation du polymère utilisé dans cette thèse, le polyuréthane (PU), est effectuée ainsi qu’un état de l’art sur l’utilisation de ce type de polymère dans le domaine des hyperfréquences. Ceci permettra de montrer l’intérêt et les points critiques de ce type de matériau pour son utilisation comme substrat d’antenne. Ensuite, une présentation générale sur les antennes est réalisée, en particulier sur les antennes patch imprimées, dans le but de définir les enjeux importants lors de la conception de ce type de dispositif. Ceci est suivi d’un état de l’art sur les antennes imprimées sur substrat souple. Par la suite, est abordé l’aspect reconfigurable en fréquence des dispositifs antennaires, plus spécifiquement par la technique de reconfiguration mécanique. Ainsi, une revue des différentes études déjà menées dans cette thématique de par le monde est effectuée afin de parfaitement positionner cette thèse dans la recherche actuelle.

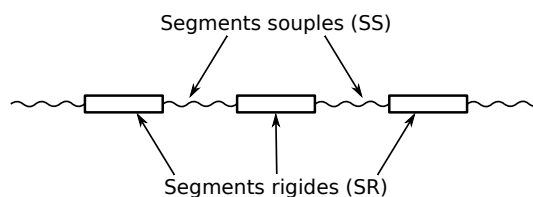


FIGURE 1.1 – Schéma de la structure d'une chaîne de PU, adapté de [7].

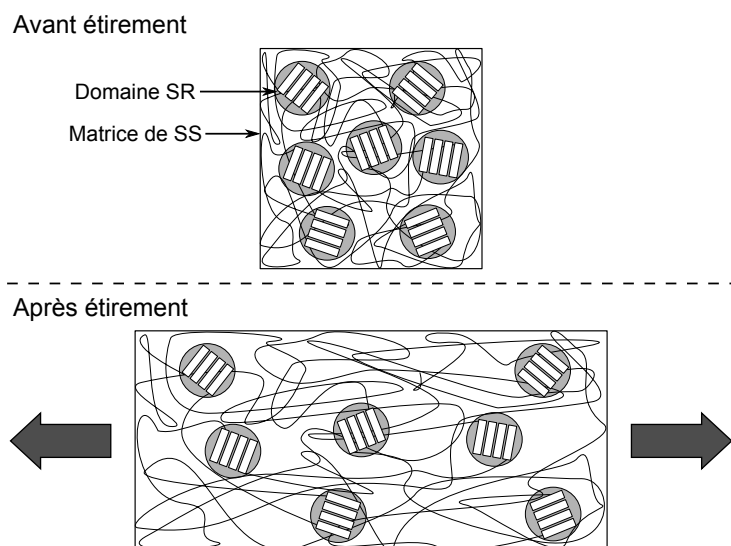


FIGURE 1.2 – Schéma du regroupement des chaînes de PU en domaine de segments rigides (SR) dans une matrice de segments souples (SS) avant et après étirement, adapté de [4].

## 1.2 Le polyuréthane

### 1.2.1 Généralités

Le polyuréthane, noté PU, est une famille de polymères qui a été synthétisée pour la première fois par O. Bayer *et al.* en 1937, pour l'entreprise I.G. Farbenindustrie (Allemagne) [6]. Il s'agit d'une famille de copolymères à bloc constituée de trois composants formant des chaînes linéaires (Figure 1.1). Ces trois composants sont :

- a. un diisocyanate ;
- b. un diol avec une longue chaîne aliphatique (généralement un polyéther ou polyester) appelé « polyol » (unité uréthane) ;
- c. un diol allongeur de chaîne.

Ces constituants, qui n'ont pas les mêmes propriétés, peuvent être regroupés en deux catégories : les segments souples (b), notés SS, et les segments rigides (a et c), notés SR. La non-miscibilité des SR et des SS provoque une séparation de phase par le regroupement des SR. Ceci forme des domaines riches en SR (DSR) dans une matrice riche en SS (DSS) (Figure 1.2). Le degré de séparation de phase entre DSR et DSS est dépendant des molécules utilisées. Cette structuration en domaine confère au polyuréthane une grande élasticité (souplesse) à température ambiante (au-dessus de sa transition vitreuse). En effet, lorsque le PU subit une déformation mécanique (étirement), les pelotes de chaînes SS se déploient, ce qui permet la déformation élastique du matériau (Figure 1.2). Ainsi, les SS contrôlent les propriétés élastomériques du PU et les SR, qui sont des agents réticulants de la matrice de SS, lui fournissent une stabilité dimensionnelle [6]. Cette

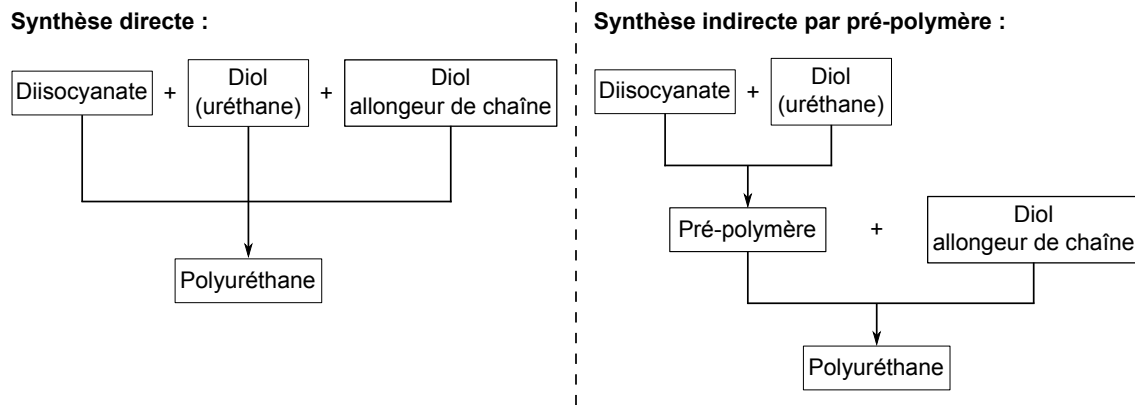


FIGURE 1.3 – Organigramme des deux techniques de synthèse du polyuréthane : la méthode directe et indirecte dite « de pré-polymère », adapté de [9].

famille de matériau est donc sensible à la température, avec un coefficient de dilatation thermique  $CTE$  qui a une valeur comprise entre  $88,7 \times 10^{-6}$  et  $175 \times 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$  [8].

Il existe deux techniques de synthèse des PU, la méthode directe et la méthode indirecte dite « de pré-polymère » (Figure 1.3). Cette dernière est la plus couramment utilisée car elle permet un meilleur contrôle de la distribution des segments, par conséquent, des propriétés du matériau. Il est actuellement possible de fabriquer plus de 5000 types de PU différents avec les composés existants sur le marché mondial. Cette grande versatilité de composition, donc des propriétés possibles, font du PU un matériau utilisable dans des applications aussi diverses que les revêtements (peintures) ou les actionneurs MEMS (MicroElectroMechanical Systems), par exemple.

Les propriétés intrinsèques des PUs sont fonction de nombreux facteurs tels que [6] :

- la nature des réactifs, la distribution des segments, la réticulation et le degré de ramification ;
- l'orientation des chaînes et la cristallinité.

Ces premiers facteurs sont liés à la composition et à la méthode de synthèse du polymère, tandis que la deuxième catégorie de facteurs est dépendante de la méthode de fabrication et de l'histoire thermique du PU. La technique de fabrication du PU et sa mise en forme sont donc des points importants à maîtriser.

### 1.2.2 Le polyuréthane utilisé

Le PU utilisé dans cette thèse est l'*Estane 58887 NAT 038* fourni par Lubrizol® sous forme de granules (Figure 1.4a), noté par la suite PU87 [10]. C'est un polyuréthane thermoplastique (TPU) semi-cristallin, c'est-à-dire que lors d'une élévation de température le matériau passe tout d'abord de l'état solide rigide à l'état solide caoutchouteux, ce qui permet de le mettre en forme facilement. Ce phénomène correspond à la rupture des liaisons faibles entre les chaînes de la zone amorphe due à l'agitation thermique. La température à laquelle se produit cette transition dite « vitreuse » et notée  $T_v$ , est de  $-45 \text{ }^{\circ}\text{C}$ . Cet état caoutchouteux subsiste jusqu'à la température de fusion des zones cristallines  $T_f$  du matériau à  $140 \text{ }^{\circ}\text{C}$ . Le matériau est alors à l'état de liquide visqueux. Cette propriété le rend également potentiellement recyclable contrairement au polymère thermodurcissable. Les caractéristiques générales données par le fabricant sont référencées dans le tableau 1.1. Le PU87 est donc très souple, avec un module d'Young de  $29 \text{ MPa}$  d'après Lubrizol®. Cette valeur a été validée par les travaux de M. Roussel *et al.* sur des structures membranaires [11]. Il peut également subir de grandes déformations élastiques à température



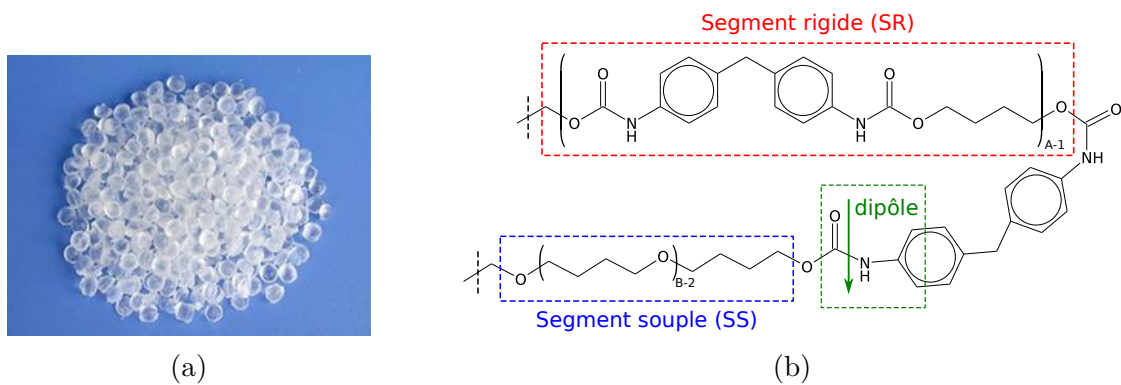


FIGURE 1.4 – a) Photographie des granules de polyuréthane PU87 fournies par Lubrizol®. b) Schéma moléculaire du polyuréthane *Estane 58887 NAT 038* (MDI-BDO-PTMO) ayant des unités uréthanes à grand moment dipolaire, adapté de [9].

TABLEAU 1.1 – Propriétés de l'*Estane 58887 NAT 038 (MDI-BDO) / PTMO 1000* (PU87) utilisé [10].

Propriétés physiques	Méthode	Valeur	Unité
Densité	ASTM D-792	1,12	$\text{g.cm}^{-3}$
Dureté	ASTM D-2240	87A	Shore
Module d'Young	Traction statique	29	MPa
Résistance à la rupture	ASTM D-412	51,7	MPa
Élongation à la rupture	ASTM D-412	500	%
$T_v$	Lubrizol (Calorimétrie différentielle à balayage)	-45	°C
$T_f$	Lubrizol (Calorimétrie différentielle à balayage)	140	°C
Commentaires	Bonne clarté, haute résistance, doux au toucher pour le surmoulage.		

ambiante, avec une élongation de 500 % avant sa rupture. Ses propriétés mécaniques en font donc un bon candidat comme substrat pour l'électronique souple. Ce polyuréthane étant thermoplastique, il peut être mis en forme, soit par thermoformage (pressage à chaud, extrusion), soit par dissolution dans un solvant adéquat. Les procédés de mise en forme utilisés dans cette thèse seront détaillés dans le chapitre 2.

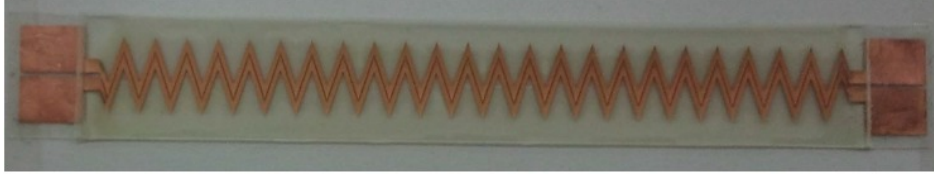
Le PU87 est composé de segments rigides MDI (4,4'-diisocyanate de diphénylméthylène)-BDO (1,4-butanediol) qui permettent une meilleure cristallinité des domaines SR car ils ont une structure symétrique (Figure 1.4b) [6]. Les segments souples sont du PTMO (Poly TetraMéthylène Oxide). Ce sont des polyéthers qui, de par une plus grande incompatibilité avec les diisocyanates, favorisent mieux la séparation de phase que les polyesters.

### 1.2.3 Le PU pour l'électronique souple

Les nombreux avantages des TPU (module d'Young faible et variable suivant la composition, haute résistance chimique et à l'abrasion, biocompatibilité [4,9]) en font des can-



(a)



(b)

FIGURE 1.5 – a) Ligne de transmission sur substrat polyuréthane thermoplastique avec une DEL (Diode Électroluminescente) [14] et b) ligne CPW sur PU [15].

didats adéquats pour l'électronique souple. Le point critique de l'électronique sur substrat souple est de métalliser le substrat tout en gardant une bonne souplesse de l'ensemble et en conservant une bonne conductivité de la métallisation lors de la déformation. Ainsi, de nombreuses études ont été réalisées sur la métallisation souple. En particulier, dans le projet Européen *STELLA* (Stretchable Electronics for Large Area applications), des équipes de recherche ont travaillé sur des systèmes électroniques sur PU. Ainsi, M. Gonzalez *et al.* et T. Löher *et al.* ont proposé l'utilisation de lignes conductrices en cuivre méandrées pour diverses applications sur TPU *Walopur* de la société Epurex® [12–14] (Figure 1.5a). Ils ont ainsi pu réaliser des systèmes avec des DEL (Diode Électroluminescente) parfaitement souples. De même, J. Jeon *et al.* [15] ont étudié des lignes de transmissions structurées sur polyuréthane pour des caractérisations diélectriques du PU par lignes CPW (Coplanar Waveguide : lignes coplanaires)(Figure 1.5b). Le type de polyuréthane utilisé n'est cependant pas précisé.

#### 1.2.4 Propriétés du polyuréthane en hyperfréquence (HF)

Les propriétés diélectriques (la permittivité relative  $\varepsilon'_r$  et le facteur de pertes  $\tan \delta$ ) du PU, qui déterminent sa réponse à un champ électrique  $\vec{E}$ , sont des caractéristiques importantes pour la réalisation d'une antenne (cf. § 1.3.1). En effet, elles vont conditionner les dimensions géométriques du système antennaire et ses performances radiatives. Toutefois, la fiche technique du polymère utilisée (PU87) ne fournit aucune donnée sur ses propriétés diélectriques en haute ou basse fréquence [10] (Tableau 1.1).

Cependant, ce type de matériau a déjà été utilisé par une équipe de recherche pour la réalisation d'une antenne en HF [16]. A. Arriola *et al.* ont ainsi fabriqué une antenne dipôle imprimée sur polyuréthane thermoplastique (TPU) (Figure 1.6). Ce travail a été réalisé en collaboration avec M. Gonzalez précédemment cité. Le film de TPU utilisé, qui a une épaisseur de 150  $\mu\text{m}$ , a été caractérisé par la méthode de ligne de transmission coplanaire (CPW) [17, 18]. La permittivité relative mesurée est de 3,1 et la tangente de pertes est de 0,1 à 2,45 GHz. Aucune autre antenne HF sur substrat PU n'a été référencée pour l'instant. De plus, comme cité précédemment, J. Jeon *et al.* [15] ont étudié des lignes de transmission sur substrat polyuréthane. Le PU utilisé n'est pas précisé, mais les valeurs annoncées pour une caractérisation par ligne CPW sont une permittivité relative de 3 et

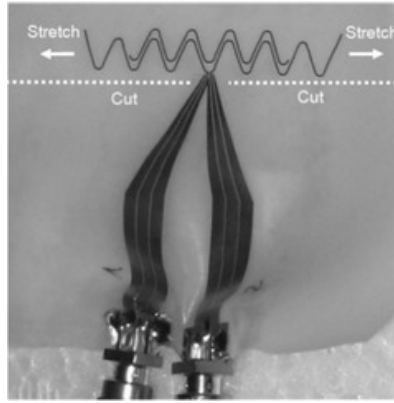


FIGURE 1.6 – Antenne dipôle sur substrat souple polyuréthane thermoplastique (TPU), issu de [16].

une tangente de pertes de 0,08 pour une gamme de fréquence de 10 MHz à 1 GHz.

D'autre part, de nombreuses études sur les propriétés diélectriques ont été réalisées sur différents types de composites avec une matrice en polyuréthane en haute fréquence (gamme du GHz) [19–23]. Des mesures ont été effectuées à différents taux de charge en particules (ferrite, noir de carbone, etc) de la matrice polymère et comparées aux propriétés de la matrice seule. Les valeurs de permittivité et des pertes de différents polyuréthanes sont référencées dans le tableau 1.2 afin d'avoir une comparaison avec les valeurs de A. Arriola et de J. Jeon. Ainsi, suivant le type de polyuréthane, l'épaisseur et la méthode de caractérisation, la permittivité relative et la tangente de pertes sont comprises respectivement entre 2,14 et 4 et entre 0,02 et 0,16 en bande X. La faible valeur de la permittivité relative confirme la possibilité d'une utilisation de ce type de matériau pour la réalisation d'antenne patch. Cependant, les pertes diélectriques ( $\tan \delta > 10^{-2}$ ) sont très importantes par rapport à des substrats classiquement utilisés en hyperfréquence comme le type RT-Duroïd par exemple ( $\epsilon'_r = 2,2$ ;  $\tan \delta = 0,0009$ ). A. Arriola *et al.* [16] considèrent que pour une épaisseur faible de 150  $\mu\text{m}$  et leur type d'antenne (antenne dipôle imprimée) elles n'ont qu'un faible impact sur les performances de l'antenne. En effet, pour ce type de structure sans plan de masse, le champ électrique se répartit principalement dans l'air et non dans le substrat. Ceci n'est pas le cas pour une structure d'antenne à plan de masse (patch) que nous allons étudier par la suite, où le champ électrique est concentré dans le diélectrique entre deux conducteurs (cf. § 1.3.1 et Figure 1.7).

### 1.2.5 Conclusion

Le polyuréthane est un polymère intéressant pour une utilisation comme substrat en électronique. En effet, il a l'avantage d'être très souple, facile à mettre en forme, faible coût et potentiellement recyclable. De plus, ce type de matériau a une permittivité relative faible (généralement autour de 3-4) qui est un avantage pour une utilisation en tant que substrat d'antenne, comme cela va être vu dans la suite de ce chapitre. Cependant, les pertes diélectriques du polyuréthane sont souvent élevées (environ 0,1). Par conséquent, la structure antennaire développée doit être conçue de manière à ce que cette propriété ait le plus faible impact possible sur les performances radiatives de l'antenne.

Enfin, l'utilisation du PU étant une première au sein de l'équipe *Matériaux Fonctionnels* de l'IETR, il est nécessaire de mettre en place ou d'adapter tous les procédés technologiques de fabrication nécessaires à la réalisation des dispositifs développés lors de cette thèse.

TABLEAU 1.2 – Tableau récapitulatif des propriétés diélectriques de différents polyuréthanes en HF.

Référence	Type de PU	Épaisseur du PU	Technique de mesures	Gamme de fréquence	Permittivité relative $\varepsilon'_r$	Pertes $\tan \delta$
[16]	TPU <i>Walopur</i> (Epurex®)	150 $\mu\text{m}$	Ligne de transmission coplanaire CPW (Coplanar Waveguide)	2,5 GHz	3,1	0,1
[15]	Pas précisé	200 $\mu\text{m}$	Ligne de transmission coplanaire CPW (Coplanar Waveguide)	10 MHz à 10 GHz	3	0,08
[19]	Polyol-8 (Ciba-Geigy®) + Hexamethylene diisocyanate (E-Merck®) (1/1)	1 mm	Guide d'onde (perturbation de cavité)	8,5 à 12 GHz	2,4	0,0208
[20]	CAAPCOAT FP-002-55X (CAAP Co., Inc.®)	0,5-2,0 mm	Méthode par transmission/réflexion	10 MHz à 1 GHz	Environ 4	Entre 0,0375 et 0,054 environ
[21]	Diphenylmethane 4,4-diisocyanate (MDI) + 1,4-butadiol + poly-ethylene glycol adipate (Tianjin Polyurethane Co®)	2 mm	Guide d'onde	8,2 à 12,4 GHz	2,5 environ	0,07 environ
[22]	WPU1 : DMPA + Isocyanate + Polyol PEG1500 (1/3/1)	2 mm	Méthode par transmission/réflexion	8,2 à 12,4 GHz	3,20	0,16
[22]	WPU2 : DMPA + Isocyanate + Polyol PPG1000 (1/3/1)	2 mm	Méthode par transmission/réflexion	8,2 à 12,4 GHz	2,15	0,032
[23]	PUR : oligoglycol + trimethylol propane + toluylene diisocyanate (1/1/5)	1,3 mm	Méthode par transmission/réflexion	5 Hz à 2 GHz	/	0,1 environ

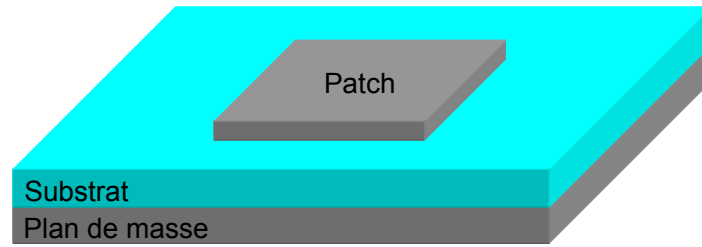


FIGURE 1.7 – Schéma 3D de la topologie d’une antenne patch.

## 1.3 Les antennes sur substrat souple accordables en fréquence

### 1.3.1 Antennes patch : généralités

#### Qu’est-ce qu’une antenne patch ?

Une antenne est un élément qui permet le transfert d’une onde électromagnétique d’un guide d’onde vers l’espace libre (transmission) et inversement (réception). Il existe de nombreux types d’antennes, suivant les applications souhaitées, comme les antennes Yagi (antennes râteaux), les antennes paraboliques ou encore les antennes planaires. C’est ce dernier type qui sera étudié dans cette thèse. Les antennes planaires, qui regroupent les antennes patches, imprimées ou plaquées (ex : antenne dipôle imprimée), ont été proposées pour la première fois en 1953 par G.A. Deschamps [24]. Une antenne patch est donc une antenne qui a une structure multicouche composée d’un patch métallique, d’un substrat diélectrique et d’un plan de masse (Figure 1.7). La fréquence de résonance  $f_{res}$  de ce type d’antenne est fonction des dimensions géométriques de la structure et des propriétés diélectriques du substrat.

Le mécanisme de rayonnement d’une antenne imprimée peut être expliqué en première approche à partir d’une ligne de transmission [1, 25]. Une antenne imprimée peut en effet être vue comme une ligne très large ( $W_p$ ) en circuit ouvert, c’est-à-dire avec une longueur finie ( $L_p$ ). Lorsque cette ligne est alimentée par un signal HF, la structure se comporte comme une capacité qui va stocker le champ électrique. Le rayonnement est alors le résultat de la fuite de champ  $\vec{E}$  au bord de la ligne. Ce rayonnement est maximal à la fréquence de résonance ( $f_{res}$ ) où la longueur du patch est égale à la moitié de la longueur d’onde dans le diélectrique ( $\lambda_g$ ) [1, 25]. Ceci est dû à la répartition du champ dans la cavité qui est alors en opposition de phase sur les deux bords opposés par la longueur de la ligne  $L_p$  (Figure 1.8) [25]. Ces bords sont alors comparables à des *fentes rayonnantes*. Cette résonance correspond au mode d’ordre un, notée  $TM_{01}$  [1]. La première résonance suivant la largeur du patch est quant à elle notée  $TM_{10}$ . Le dimensionnement du patch rayonnant en fonction de la fréquence de résonance du mode  $TM_{01}$  (suivant la longueur  $L_p$ ) recherchée est expliqué plus en détail dans le chapitre 4.

Ce type d’antenne a été popularisé dans les années soixante-dix grâce à son utilisation dans des applications spatiales, pour devenir indispensable dans de nombreuses applications actuelles telles que les téléphones mobiles ou les réseaux sans fil [24].

En effet, elles peuvent être utilisées sur une large gamme de fréquences dites « micro-onde » (de 100 MHz à 100 GHz) et offrent de nombreux avantages par rapport à d’autres types antennes tels que [1, 24] :

- petites dimensions ;
- légèreté ;

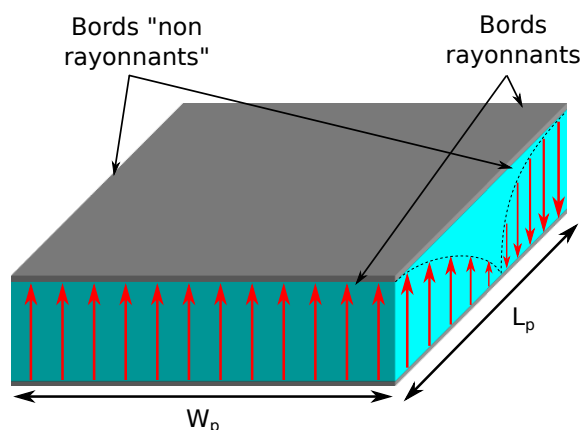


FIGURE 1.8 – Schéma 3D de la répartition du champ  $\vec{E}$  (flèches rouges) dans le substrat diélectrique à la fréquence de résonance fondamentale (mode  $TM_{01}$ ) de l'antenne imprimée induisant son rayonnement, adapté de [25].

- conformabilité (carlingues d'avion, vêtements) ;
- simplicité de fabrication et coût faible (production de masse possible) ;
- robustesse mécanique ;
- versatilité.

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- puissance d'émission/réception limitée ;
- faible pureté de la polarisation ;
- radiation parasite due à l'alimentation ;
- facteur de qualité ( $Q = f_{res}/\Delta f$ , avec  $\Delta f$  la largeur de la bande de fréquence à  $-10$  dB) élevé d'où une bande passante  $BP$  étroite et une efficacité radiative  $\eta$  faible.

Elles ont également une faible directivité (6 à 8 dB environ), ce qui peut être intéressant, ou non, suivant l'application visée.

Les principaux domaines d'utilisations des antennes patch sont les suivants [1] :

- aéronautique (communication, télémétrie) ;
- biomédical (dispositif implantable) ;
- communication sans fil (téléphonie mobile, radio, télépéage sans contact) ;
- militaire (radar, capteur embarqué) ;
- réseaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) : Bluetooth, Wifi ;
- etc.

L'utilisation d'une antenne dépend, dans un premier temps, de sa fréquence de travail. Les gammes de fréquence et leurs exploitations sont actuellement régies par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) [26], institution spécialisée des Nations Unies pour les technologies de l'information et de la communication.

L'un des objectifs de cette thèse est de démontrer la faisabilité d'une antenne patch sur substrat en polyuréthane, sans application spécifique, par la réalisation de démonstrateurs. La gamme de fréquence visée n'est donc contrainte que par des aspects de réalisation du système (procédé de fabrication, dimensionnement), par les techniques de caractérisation disponibles et par la possibilité de comparer les résultats obtenus avec l'état de l'art. Il a donc été décidé de travailler à des fréquences autour de 10 GHz (longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0 = 3$  cm) dans cette thèse, c'est-à-dire en bande X.

## Les paramètres importants pour caractériser une antenne

Les paramètres fondamentaux d'une antenne sont son impédance d'entrée et sa bande passante, ainsi que la manière dont elle rayonne dans l'espace caractérisé par sa directivité, son gain et son rendement. Ces paramètres peuvent être déterminés par la mesure, la simulation et analytiquement pour certains types d'antennes simples comme une antenne patch rectangulaire, par exemple. La section qui suit a pour objectif de définir les différents paramètres étudiés dans cette thèse.

### a) Adaptation : paramètre d'impédance et bande passante

L'impédance d'entrée d'une antenne détermine sa réponse fréquentielle et est définie telle que  $Z_{in}(\omega) = R_{in}(\omega) + jX_{in}(\omega)$  avec  $\omega = 2\pi f$  la pulsation où  $f$  est la fréquence,  $R_{in}$  la résistance et  $X_{in}$  la réactance. Lorsqu'une antenne est alimentée par une source d'impédance  $Z_0$ , une partie de l'énergie transmise peut être réfléchi. Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  est alors défini par [27] :

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0}. \quad (1.1)$$

Si les deux éléments sont parfaitement adaptés en impédance ( $Z_{in}(\omega) = Z_0$ ),  $\Gamma$  est nul, c'est-à-dire que toute l'énergie est transmise de la source à l'antenne.

Les pertes par réflexion  $RL$  (en dB) sont alors définies telles que [27, 28] :

$$RL = -20 \log |\Gamma| = 20 \log (S_{11}), \quad (1.2)$$

où  $S_{11}$  (en linéaire) est le paramètre couramment utilisé pour caractériser l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation ou en mesure. Il est habituellement directement exprimé en dB et tend alors vers moins l'infini à la fréquence de résonance de l'antenne lorsqu'il est tracé en fonction de la fréquence.

La bande passante  $BP$  en fréquence de l'antenne est définie comme la bande de fréquence pour laquelle les pertes par réflexion sont inférieures à  $-10$  dB telle que :

$$BP = \frac{\Delta f}{f_{res}}, \quad (1.3)$$

où  $\Delta f$  est la largeur de la bande de fréquence à  $-10$  dB et  $f_{res}$  est la fréquence de résonance de l'antenne.

### b) Caractéristiques en rayonnement

Le rayonnement d'une antenne est caractérisé par son gain et sa directivité. Ces deux paramètres sont des représentations graphiques en champ lointain. La directivité  $D$  d'une antenne est le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée sur l'intensité moyennée dans toutes les directions. La direction considérée est généralement celle du rayonnement maximal, sauf précision contraire. Le gain,  $G$ , relie la puissance transmise à l'antenne à l'intensité de rayonnement dans une direction donnée. C'est donc le ratio entre l'intensité de rayonnement dans la direction donnée considérée, par défaut le rayonnement maximal, par rapport au rayonnement de manière isotrope de toute la puissance reçue. Le gain ne prend donc pas en compte les pertes. Ainsi, la directivité et le gain sont égaux dans le cas sans perte, c'est-à-dire quand toute la puissance acceptée par l'antenne est rayonnée. Il est alors possible d'introduire la notion de rendement ou d'efficacité radiative,  $\eta$ , pour quantifier les pertes telle que :

$$G = \eta D. \quad (1.4)$$



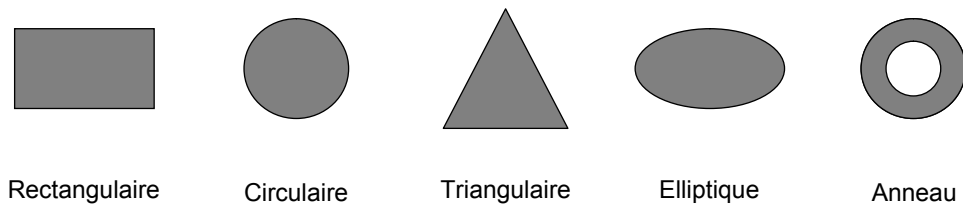


FIGURE 1.9 – Schémas des différentes formes géométriques possibles du patch rayonnant.

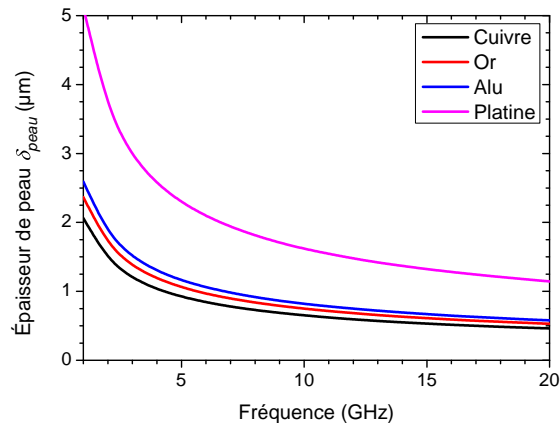


FIGURE 1.10 – Épaisseur de peau en fonction de la fréquence de 1 à 20 GHz pour différents métaux classiquement utilisés en électronique.

Les pertes peuvent être dues aux :

- pertes ohmiques des conducteurs ;
- pertes diélectriques des substrats ;
- rayonnement parasite de la ligne d'admission ;
- courant de fuite ;
- ondes de surface ;
- etc.

### Les différents éléments de l'antenne patch

Nous avons pu voir précédemment qu'une antenne patch est composée d'un substrat diélectrique entre deux conducteurs : le patch métallique et le plan de masse. Nous allons maintenant détailler chaque élément de cette structure d'antenne imprimée afin de déterminer les points critiques auxquels il faut être vigilant lors de sa conception.

#### a) Le patch

Le patch peut avoir de nombreuses formes (Figure 1.9), mais est classiquement rectangulaire ou circulaire. Ces géométries sont les plus simples à analyser et à modéliser, ce qui en facilite leurs études [24]. Pour cette raison, la forme choisie pour cette thèse est la rectangulaire.

Pour avoir une antenne performante, il est nécessaire de limiter les pertes dues aux conducteurs. Or, à fréquence élevée, le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. Ainsi, pour une épaisseur de patch métallique faible, de fortes densités de courant apparaissent dans l'ensemble du conducteur. Les atomes métalliques vont donc s'arracher localement et migrer dans le sens du courant. Ceci augmentera la résistance et donc les pertes résistives [29]. La limite inférieure de l'épaisseur de la métallisation, pour



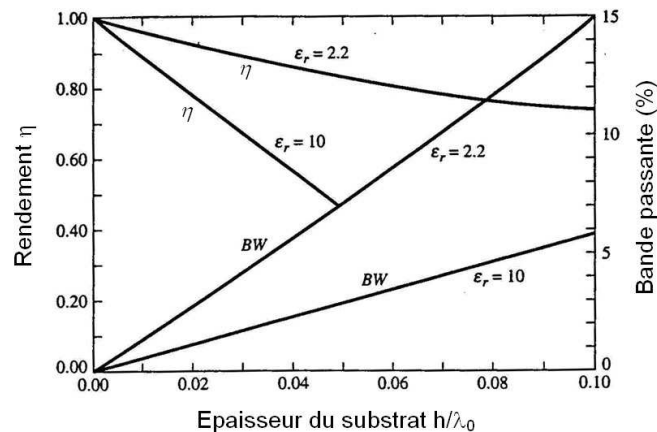


FIGURE 1.11 – Influence de l'épaisseur du substrat sur l'efficacité et la bande passante d'une antenne patch pour deux valeurs de permittivité, issue de [30].

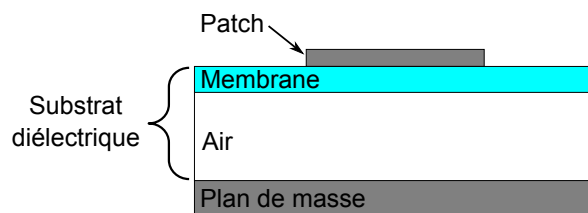


FIGURE 1.12 – Schéma vu en coupe d'une structure patch membranaire.

laquelle cet effet est négligeable, est définie par l'épaisseur de peau du conducteur ( $\delta_{\text{peau}}$ ). Ce paramètre est dépendant de la fréquence de travail et des propriétés du métal tel que :

$$\delta_{\text{peau}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma \cdot \mu'_r \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}}, \quad (1.5)$$

où  $f$  est la fréquence,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$  est la perméabilité du vide,  $\sigma$  est la conductivité et  $\mu'_r$  est la perméabilité relative réelle du matériau considéré.

L'évolution de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence de 1 à 20 GHz est représentée figure 1.10 pour différents métaux habituellement utilisés en électronique. Idéalement, le métal utilisé doit donc être le plus conducteur possible et avoir une épaisseur largement supérieure à l'épaisseur de peau afin d'avoir les pertes conductrices les plus faibles possibles. Pour notre cas à 10 GHz, il est donc nécessaire d'avoir des épaisseurs de métallisation proche du micromètre et d'utiliser du cuivre, de l'or ou de l'aluminium.

#### b) Le substrat diélectrique

Le substrat diélectrique joue un rôle essentiel dans les performances de l'antenne patch. Typiquement, pour un bon compromis entre les dimensions du système et ses performances, l'épaisseur du diélectrique est comprise entre  $0,003\lambda_0$  et  $0,05\lambda_0$  et sa permittivité relative entre 2,2 et 12 à la fréquence de résonance [1, 30] (Figure 1.11). Par conséquent, la hauteur du substrat séparant l'élément rayonnant du plan de masse doit être comprise entre 90  $\mu\text{m}$  et 1,5 mm à 10 GHz. Dans une structure patch, le champ est confiné dans le substrat diélectrique. Les performances de l'antenne vont donc également dépendre des pertes diélectriques du substrat ( $\tan \delta$ ). Celles-ci sont habituellement inférieures à  $10^{-2}$  à 10 GHz pour les substrats commerciaux usuellement utilisés comme le RT Duroïd par exemple.

Une solution pour diminuer l'influence des pertes est de réduire significativement

l'épaisseur du diélectrique. Ceci a malheureusement pour effet de concentrer les lignes de champ dans le diélectrique et donc de diminuer l'efficacité et la bande passante de l'antenne [30] (Figure 1.11). Une autre solution consiste à passer par une technologie membranaire [3, 31] (Figure 1.12). Ceci permet d'avoir un diélectrique de faible épaisseur (réduction de l'influence des pertes) tout en gardant une grande distance entre le plan de masse et le patch rayonnant grâce au gap d'air introduit. Ainsi, la bande passante et l'efficacité sont améliorées. Cette technique que nous avons choisie ajoute également un degré de liberté mécanique par la possibilité de modifier la position de la membrane.

En résumé, pour la conception d'une antenne, il est important de connaître certaines caractéristiques du substrat diélectrique comme :

- son épaisseur ( $h$ ) ;
- sa permittivité relative ( $\epsilon'_r$ ),
- ses pertes diélectriques ( $\tan \delta$ ).

Pour cela il est nécessaire de maîtriser sa fabrication et de déterminer ses propriétés diélectriques à la fréquence de travail de l'antenne.

### 1.3.2 Antennes sur substrat souple

#### Intérêt et exemples

L'emploi de substrat souple est amené par plusieurs raisons : la recherche de la conformabilité et l'obtention d'un degré de liberté supplémentaire pour la reconfiguration de l'antenne. De nombreuses équipes de recherche travaillent de nos jours sur la conception d'antennes sur des substrats flexibles. Afin de positionner cette thèse dans le contexte actuel, voici une liste étendue, mais non exhaustive, des différents types de substrat souple étudiés ces dernières années pour des applications antennaires :

- des textiles [32, 33] pour une intégration dans des vêtements ;
- du papier [34] ;
- ainsi que de nombreux polymères souples :
  - polyimide Kapton® [35, 36],
  - PET (Polyéthylène Téréphtalate) [37],
  - PEN (Polynaphtalate d'Éthylène) [38],
  - silicone :
    - PDMS (Polydiméthylsiloxane) réticulé [3, 39–45],
    - *TC 5005* (BJB entreprise, inc.®) [46],
    - *Elastosil RT 705* (Wacker Chemicals®) [16],
  - TPU (Polyuréthane Thermoplastique) [16].

Dans la catégorie des substrats polymériques, les matériaux présentent des modules d'Young largement différents (Tableau 1.3), les matériaux employés tendant à être toujours plus souples. De même, leur permittivité relative est faible, ce qui est avantageux pour les performances radiatives des antennes patch. Cependant, les pertes diélectriques, variables d'un polymère à l'autre, sont globalement plus importantes que pour des substrats classiques, ce qui va réduire les performances des systèmes.

Ainsi, suite aux travaux de N. Tiercelin *et al.* en 2005 [3], le PDMS réticulé, matériau très souple, a suscité un intérêt important dans des applications HF. Ce matériau très utilisé en micro-fluidique, a l'avantage d'être chimiquement inerte, de pouvoir être mis en forme et d'être aisément déformable. Cependant, son grand coefficient de dilatation thermique ( $CTE_{PDMS} = 300 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ) [47] le rend difficilement métallisable. Les

TABLEAU 1.3 – Comparaison de la souplesse et des propriétés diélectriques en haute fréquence (1 GHz) de différents polymères employés dans des applications antennaires.

Matériaux	Module d’Young	$\epsilon'_r$ @ 1 GHz	$\tan \delta$ @ 1 GHz
Kapton® [35, 36]	5,5 GPa	3,4	0,002
PET [37]	3 GPa	3,5	0,02
PEN [38]	5,2 GPa	3,2	0,015
PDMS réticulé [3, 39–45]	1,65 MPa	2,68	0,04
silicone <i>TC 5005</i> [46]	44,7 kPa [48]	2,8 à 3,1	0,025 [49]
silicone <i>Elastosil RT 705</i> [16]	/	3,1	0,025
TPU [16]	Variable suivant la composition ( $\approx$ Dizaine de MPa) [10]	3,1	0,1

travaux sur les antennes patch accordables en fréquence de N. Tiercelin *et al.* sont décrits plus en détail dans la partie 1.3.3.

Q. Liu *et al.* ont quant à eux étudié des antennes étirables sur ce matériau avec des faibles épaisseurs de métallisation [39]. De plus, la métallisation est structurée par un étirement préalable du PDMS développé par S. Lacour [50], afin de la rendre plus souple et donc de pouvoir suivre la déformation du polymère. Les structures antennaires proposées sont du type dipôle (Figure 1.13a) et PIFA uniplanaire (Planar Inverted Folded Antenna) imprimées sur PDMS. Il est à noter que ces deux structures ne possèdent pas de plan de masse inférieur comme dans la structure patch. L’élongation du substrat engendre un décalage de la fréquence de l’antenne de 3 à 4 GHz pour le dipôle et d’environ 2,5 à 2 GHz pour la structure PIFA. Cependant, les fortes pertes conductrices, dues à la faible épaisseur de métallisation ( $\approx 100$  nm), limitent les performances des antennes proposées.

De même, l’équipe de R. Vaughan utilise du silicone *TC 5005* (BJB entreprise, inc.®) qui est extrêmement souple [46] pour réaliser des antennes patch. Le patch métallique est en métal liquide (Galistan :  $\text{Ga}_{69}\text{In}_{21}\text{Sn}_{10}$ ) encapsulé dans l’élastomère (Figure 1.13b). L’ensemble peut ainsi subir de très grandes déformations élastiques par étirement manuel. Le but premier est de reconfigurer le diagramme de rayonnement mais l’étirement modifie également la fréquence de résonance de 2,8 à 1,3 GHz [46].

A. Arriola *et al.* [16] ont également développé des antennes sur substrat silicone (*Elastosil RT 705* de Wacker Chemicals® [4]) (Figure 1.14a). Ils ont de plus introduit un nouveau type de matériau souple pour une application antennaire, le polyuréthane thermoplastique (Figure 1.14b), comme nous avons pu le voir précédemment (cf. § 1.2.4). La structure antennaire étudiée n’est pas une structure patch mais un dipôle imprimé comme proposé par Q. Liu *et al.* Le dipôle imprimé en cuivre épais (18  $\mu\text{m}$ ) a une structure méandree afin de pouvoir suivre l’allongement du substrat. Avec un étirement manuel du silicone et du TPU, une variation de fréquence respective de 2,25 à 2,1 GHz et de 2,35 à 2,2 GHz a été mesurée.

Les différentes antennes sur substrat souple agile en fréquence et leurs propriétés sont référencées dans l’annexe A. Globalement, nous pouvons constater que le PDMS réticulé

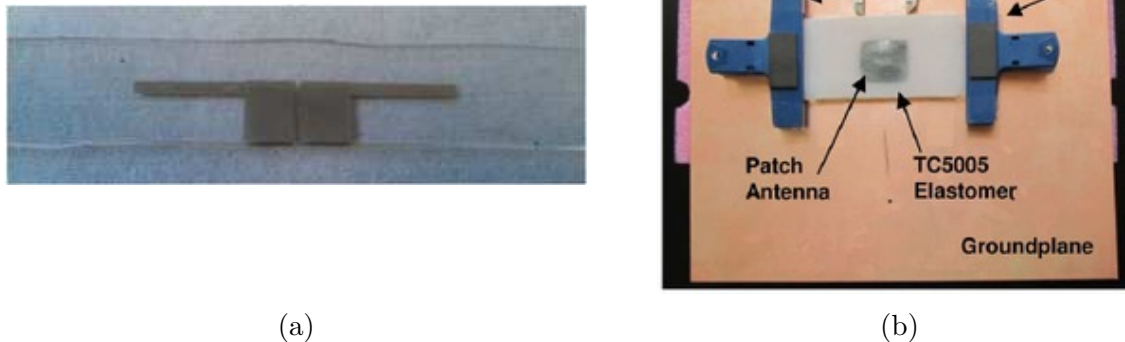


FIGURE 1.13 – a) Antenne dipôle sur PDMS réticulé [39, 40] et b) antenne patch avec du métal liquide encapsulé dans le substrat en silicone [46].

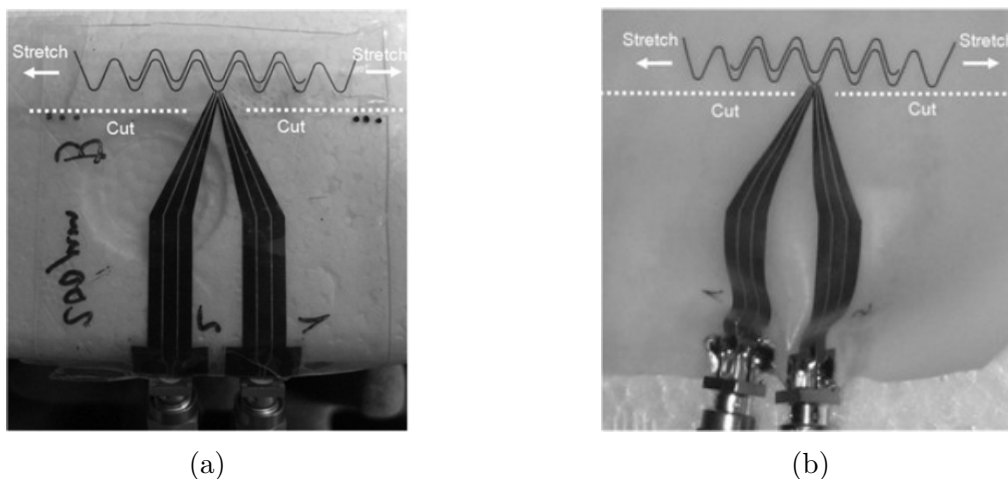


FIGURE 1.14 – Antenne dipôle sur substrat souple a) en silicone et b) en polyuréthane thermoplastique [16].

est privilégié comme substrat diélectrique souple dans la recherche actuelle en raison de ses propriétés remarquables (grande souplesse, résistance au produit chimique, etc.). Nous allons maintenant comparer ses propriétés à celles du PU afin d'évaluer l'intérêt d'une utilisation du polyuréthane.

### Le PU, un concurrent au PDMS réticulé ?

Le PU présente de sérieux avantages technologiques par rapport au PDMS réticulé. Il est ainsi couramment utilisé dans l'industrie contrairement au PDMS réticulé. Comme nous avons pu le voir, le PU possède un  $CTE$  plus faible que le PDMS réticulé. Il a donc une meilleure tenue thermique, ce qui le rend plus facile à métalliser par pulvérisation cathodique par exemple. De même, le PU peut être mis en forme facilement par dissolution ou par pressage à chaud. Ceci n'est pas le cas de l'élastomère en PDMS réticulé qui nécessite le mélange de deux produits (du PDMS liquide et un agent réticulant), ce qui implique une réticulation et une étape de recuit. Par conséquent, le PDMS réticulé ne peut pas être remis en forme et donc recyclé contrairement au PU. Ceci rend également l'assemblage de

TABLEAU 1.4 – Comparaison de quelques propriétés du PDMS et du PU.

	PDMS [44]	PU [9, 10]	Commentaires
Mise en forme	Réticulation : Moulage et Spin-coating	Pressage à chaud Dissolution par voie solvant : Spin-coating et Applicateur de film	Plus de solutions de mise en forme pour le PU Réutilisation possible du PU contrairement au PDMS réticulé
Assemblage de film	Traitement par plasma O <sub>2</sub>	Thermosoudage	PU plus facile à assembler
Souplesse	$Y_{PDMS} = 1,65 \text{ MPa}$	$Y_{PU87} = 29 \text{ MPa}$	PDMS plus souple que le PU
Permittivité relative	$\epsilon'_{rpdms} = 2,77$ à 5 GHz [45]	$\epsilon'_{rpu87} = 3,1$ à 2,5 GHz [16]	Même ordre de grandeur
Pertes tan $\delta$	0,054 à 5 GHz [45]	0,1 à 2,5 GHz [16]	Pertes importantes ⇒ technologie membranaire
Dilatation thermique	$CTE_{PDMS} = 300 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ [47]	$CTE_{PU} = 88,7 - 175 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ [8]	PU plus facile à métalliser directement que le PDMS

plusieurs films plus aisé pour le PU afin de réaliser des structures complexes. En effet, le PU peut être légèrement chauffé ou dissous avec un solvant, tandis que le PDMS réticulé doit subir un traitement par plasma O<sub>2</sub>. Leurs propriétés diélectriques sont toutefois du même ordre de grandeur, avec un léger avantage pour le PDMS réticulé qui a des pertes un peu plus faibles [16, 45]. De même, le PU est légèrement moins souple, mais ceci lui assure une meilleure tenue mécanique. L'ensemble de ces éléments est rassemblé dans le tableau 1.4.

Le PU s'avère donc une alternative intéressante au PDMS réticulé pour une utilisation en tant que substrat diélectrique. D'une manière générale, le PU s'avère être un bon candidat comme substrat d'antenne par rapport aux autres polymères déjà utilisés dans d'autres recherches, d'après la littérature, avec une très bonne souplesse et des propriétés diélectriques équivalentes.

### 1.3.3 Antennes agiles en fréquence

#### Intérêt et définition

Le besoin d'agilité en fréquence d'une antenne peut être provoqué par deux causes [2]. La première est la présence d'éléments perturbants proches de l'antenne (exemple pour un téléphone portable : mains, tête, etc.) qui provoquent une modification de la fréquence de résonance de l'antenne liée à la modification de la permittivité relative effective autour de l'antenne. Afin d'avoir une bonne réception (resp. émission) du signal, il est alors nécessaire de procéder à un ajustement de la fréquence de réception (resp. émission) de l'appareil. La deuxième cause est une utilisation de l'appareil sur plusieurs standards de

communication ayant des fréquences différentes mais proches (ex : bluetooth / Wifi (2,4 ; 5,4 et 5,8 GHz). Or, la conception des systèmes communicants ne permet généralement pas d'avoir plusieurs antennes dans un même appareil pour des raisons d'encombrement, de poids et de consommation énergétique. La solution est donc de décaler la fréquence de résonance d'une antenne unique. L'accord en fréquence d'une antenne est usuellement défini par le taux d'accord  $TR$  (Tuning Range) tel que [2] :

$$TR (\%) = \frac{2(f_{max} - f_{min})}{f_{max} + f_{min}} \times 100, \quad (1.6)$$

où  $f_{max}$  et  $f_{min}$  sont les fréquences de résonance maximum et minimum de l'antenne suivant sa configuration.

### Techniques de reconfiguration

Les techniques pour reconfigurer une antenne en fréquence peuvent se classer en trois catégories [2] :

- les systèmes électroniques intégrés : diode PIN (Positive Intrinsèque Négative), transistor, interrupteur MEMS, etc ;
- les matériaux actifs : ferroélectrique, ferrite, semi-conducteur, cristaux liquides, etc., dont au moins une propriété intrinsèque (la permittivité relative  $\epsilon'_r$  et/ou la perméabilité relative  $\mu'_r$ ) varie en fonction d'un champ électrique et/ou magnétique externe ;
- l'actionnement mécanique (mouvement physique ou déformation d'un élément de l'antenne : actionneur piézo-électrique, MEMS, membrane).

La première catégorie est la plus utilisée actuellement. Elle consiste à ajouter des composants électroniques localisés, comme une diode ou un transistor, afin d'assurer la modification de la fréquence de résonance. Elle permet d'avoir des variations de fréquence importantes tout en ayant une commande précise. Cependant, l'ajout de composants complexifie le système antenne et impose une réflexion sur leur positionnement, souvent proche de l'antenne, à cause de leurs influences sur le rayonnement de l'antenne. De plus, ces composants induisent généralement une commande discrète de la variation de fréquence et ont une consommation d'énergie non négligeable lors d'applications portatives.

La seconde catégorie, beaucoup développée ces dernières années, utilise les propriétés intrinsèques ( $\epsilon'_r$ ,  $\mu'_r$ ) modulables par une commande extérieure de certains matériaux utilisés comme substrats antennaires, tels que les ferroélectriques ou les cristaux liquides. L'intégration est alors beaucoup plus simple que pour la première technique tout en ayant des taux d'accords importants. De plus, la variation des propriétés du matériau est continue en fonction de la commande appliquée. Cependant, ce type de matériaux peut avoir de fortes pertes diélectriques, des performances dépendantes de la température et sa reconfiguration peut consommer de l'énergie.

Enfin, la dernière catégorie consiste en la reconfiguration mécanique d'un élément de l'antenne, cette modification de position induisant le changement de fréquence. Ce type de reconfiguration a l'avantage d'être continu, de ne pas induire de pertes supplémentaires et de ne pas ajouter d'éléments parasites au système antenne. Cependant, à cause de la modification des dimensions physiques de l'antenne, la reconfiguration peut être lente et difficile à contrôler précisément. De plus, les taux d'accords sont généralement peu élevés avec ce type de technique.

Les avantages et inconvénients de chaque technique sont référencés dans le tableau 1.5. L'utilisation d'un substrat antenne souple et le fait d'utiliser une structure membranaire



TABLEAU 1.5 – Comparaison des différentes techniques possibles de reconfiguration en fréquence des antennes [2].

Technique	Avantages	Inconvénients
Systèmes électroniques intégrés	Bonne gestion de l'accordabilité Large plage d'accord	Accord généralement discontinu Ajout d'éléments proches de l'antenne qui peuvent parasiter le rayonnement Peuvent consommer beaucoup d'énergie
Matériaux actifs pour l'accordabilité	Grande accordabilité possible ( $TR > 100$ % possible) Faciles à intégrer Accord continu	Fortes pertes diélectriques pour certains matériaux Sensibles à la température Peuvent consommer beaucoup d'énergie
Actionnement mécanique	Faibles pertes d'accordabilités Accord continu	Temps de commutation lent Peut poser des problèmes de fiabilité (gestion du mouvement) Accordabilité limitée ( $TR_{max} \approx 10$ %)

pour limiter l'influence des pertes diélectriques du PU nous ont amené à inscrire ce sujet de thèse dans la dernière catégorie : l'actionnement mécanique.

### L'actionnement mécanique

L'actionnement mécanique - ou reconfiguration géométrique - consiste à modifier une ou plusieurs dimensions physiques de l'antenne. Pour les antennes imprimées, ou patch, sur substrat souple, nous avons pu voir précédemment qu'il était possible d'étirer le substrat [16, 39, 40, 46] (cf. § 1.3.2) mais cette méthode est cependant limitée par la réalisation de l'actionnement (généralement manuel). Pour les antennes patch, il est également possible de modifier l'espace entre les deux plans métalliques (patch et plan de masse) pour reconfigurer la fréquence. Cette technique a été proposée dans les années 1980 par J. Dachele et K. Lee [51, 52] qui ont présenté une antenne patch à gap d'air reconfigurable manuellement (Figure 1.15a). Cette méthode est d'autant plus facile à réaliser lorsque la structure comporte une cavité d'air comme c'est le cas pour la structure membranaire que nous avons choisie.

La modification du gap entre le substrat et le plan de masse entraîne un changement de la permittivité effective autour du patch, ce qui provoque un décalage de la fréquence de résonance. Une explication plus détaillée est donnée dans le chapitre consacré au dimensionnement de l'antenne (cf. § 4.2.4). L'accord en fréquence obtenu est de 20 % pour une variation de 1 mm du gap d'air. Néanmoins, la modification du gap n'intègre pas d'actionneur et le substrat utilisé est parfaitement rigide. Suite à ces travaux, R. Al-Dahleh *et al.* [53] ont proposé d'intégrer un actionnement électrostatique. Celui-ci est réalisé par la déflexion du plan de masse (cuivre), spécialement structuré (ondulé) pour être plus souple, grâce à une tension entre celui-ci et une électrode inférieure (Figure 1.15b) qui induit une force d'attraction électrostatique. Le substrat utilisé est alors du verre rigide et l'accordabilité est de 6 %.

L'idée d'un actionnement électrostatique sur cavité d'air a été reprise et améliorée par R. Jackson *et al.* [36, 54] et H. Kang *et al.* [37] par l'intégration d'un substrat polymère relativement souple, respectivement du polyimide Kapton® et du PET (Figure 1.16).

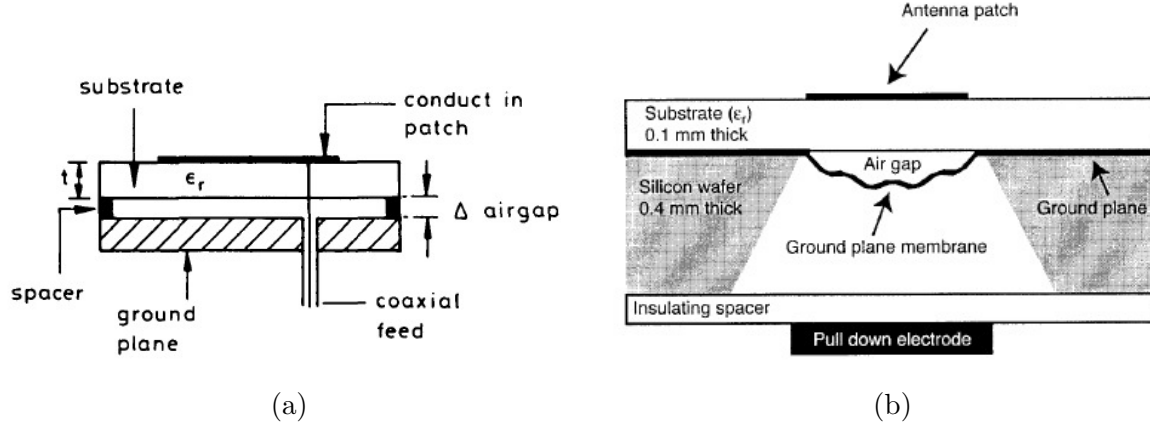


FIGURE 1.15 – Schémas d’antennes avec un substrat rigide sur gap d’air : a) actionnement manuel [51, 52] et b) plan de masse ondulé actionnable par une tension [53].

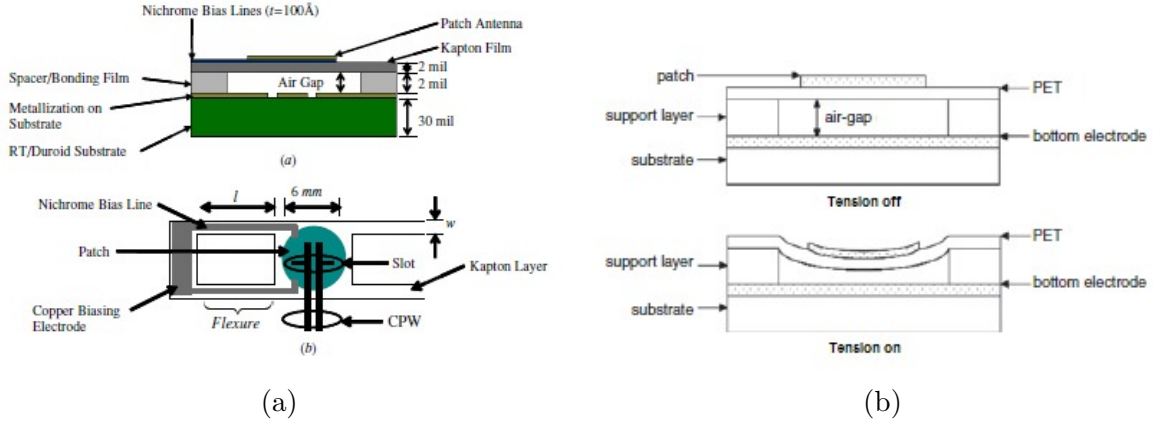


FIGURE 1.16 – Schémas d’antennes sur substrat souple et gap d’air accordable par un champ électrostatique : a) sur membrane Kapton® [54] et b) sur PET [37].

L’antenne est alors accordée par la déflexion du substrat. Cette déflexion est provoquée par une tension DC ( $U$ ) appliquée entre le patch et le plan de masse qui tend à les rapprocher par attraction électrostatique. L’accord obtenu sur Kapton® est de 1,6 % ( $U = 165$  V) et de 2,2 % ( $U = 268$  V) respectivement pour un patch de forme circulaire [54] et de forme rectangulaire [36]. Pour l’étude sur PET, plusieurs antennes avec des fréquences différentes ont été étudiées (6, 8 et 10 GHz). Leurs agilités en fréquence respectives obtenues sont de 3,53 %, 3,57 % et 3,61 % sous 150 V.

La flexibilité limitée du Kapton® et du PET a poussé N. Tiercelin *et al.* à développer une technologie antennaire patch alimentée par ligne microruban sur membrane en PDMS réticulé [3]. Le PDMS réticulé, ultra souple, a un module d’Young plus petit d’un facteur 100 par rapport aux polymères précédemment cités (Tableau 1.3). Ceci permet d’avoir une plus grande flexibilité de la membrane. De plus, cette topologie membranaire a pour avantage de diminuer l’effet des pertes diélectriques importantes du PDMS réticulé par la réduction de son épaisseur utile. Il est à noter que ces travaux ont été effectués dans le domaine millimétrique ( $\approx 60$  GHz). Le travail de thèse qui s’en est suivi, effectué par S. Hage-Ali [44] (2011), a permis de montrer la faisabilité de nouveaux types d’actionnements : pneumatique (Figure 1.17a) et magnétique. L’accord obtenu est respectivement de 8,2 % [42] et de 3,3 % [44]. Une seconde thèse, effectuée par Y. Orlic [45] (2014), a consisté à modifier la structure antennaire par un changement de type d’alimentation du



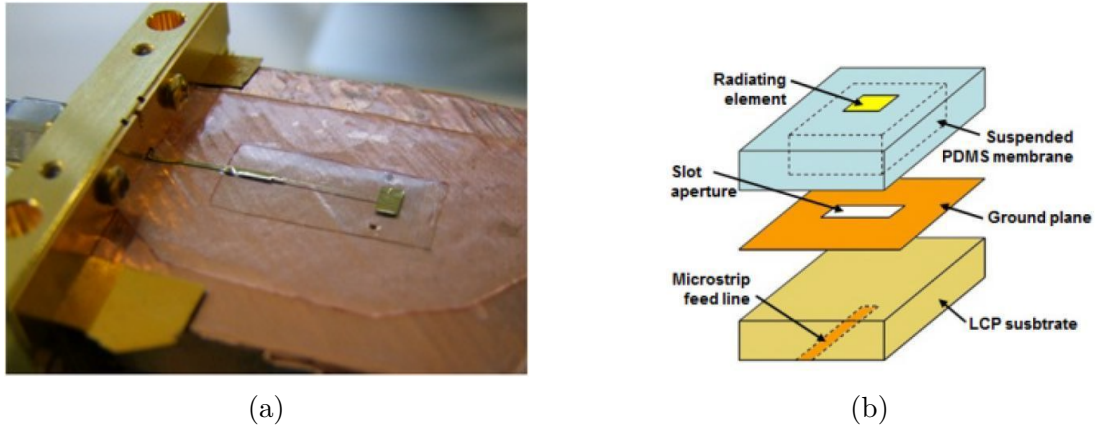


FIGURE 1.17 – a) Photographie de l'antenne sur substrat de PDMS en membrane avec actionnement pneumatique issue de la thèse de S. Hage-Ali [44]. b) Schéma de l'antenne sur substrat de PDMS en membrane avec actionnement pneumatique ou magnétique issu de la thèse de Y. Orlic [45].

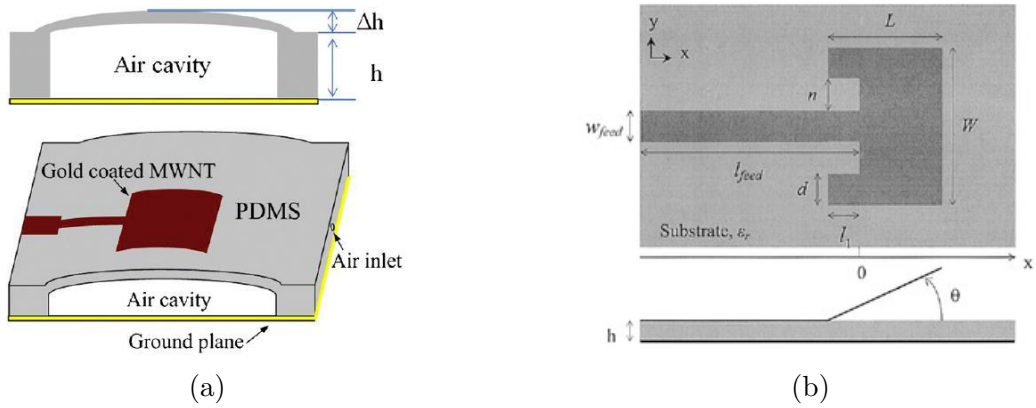


FIGURE 1.18 – a) Schéma d'une antenne membranaire en PDMS avec un patch antennaire à base de nanotubes de carbone agile en fréquence par actionnement pneumatique [55]. b) Schéma d'une antenne « hors du plan » accordable par actionnement magnétique [56].

patch rayonnant. L'alimentation implantée est une fente rayonnante, donc sans contact, ce qui permet de réduire les pertes par rapport au système d'alimentation initial par ligne microruban (Figure 1.17b). Cette modification a toutefois réduit la capacité d'accord de l'antenne avec une valeur obtenue de 0,78 % pour l'actionnement pneumatique et de 0,83 % pour l'actionnement magnétique.

De même, Q-Y. Tang *et al.* ont utilisé une structure identique à S. Hage-Ali sur PDMS réticulé avec un actionnement pneumatique mais à une fréquence plus basse (6,1 GHz). Cette étude a été réalisée dans le but de montrer l'intérêt d'utiliser des nanotubes de carbone (NTC) comme couche conductrice avec une fine couche d'or afin de ne pas rigidifier la membrane (Figure 1.18a). Ils ont finalement obtenu une agilité de 6,5 % [55] avec ce type de dispositif. Cependant, le gain de l'antenne réalisée est très faible à cause de la faible conductivité de la couche conductrice ( $\sigma = 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ ).

Dans le même principe de reconfiguration mécanique et de gap d'air avec un actionnement magnétique, J. Langer *et al.* [56] ont présenté une antenne où le gap d'air est cette fois-ci entre le patch métallique et le substrat (Figure 1.18b). La ligne d'alimentation du patch est unie au substrat mais pas le patch, il est alors dit « hors du plan ». L'actionnement magnétique permet de créer une rotation du patch par rapport à son

point d'ancrage. L'agilité obtenue est de 8,96 % pour un angle de déflexion de 90°. La plus grande partie de l'agilité est cependant obtenue pour un angle inférieur à 15°. Il faut savoir que ces valeurs ne sont valables que pour la première utilisation. En effet, la déformation au niveau du point d'ancrage est en partie plastique, ce qui laisse un angle résiduel lors de l'arrêt de l'actionnement. Ceci réduit, a priori, fortement l'agilité lors des utilisations suivantes.

L'ensemble des détails des travaux cités dans cette partie est regroupé dans l'annexe [A](#).

### Types d'actionneurs

A. Petosa [2] a listé différents types d'actionnement déjà réalisés ainsi que d'autres techniques envisageables pour la reconfiguration mécanique d'antenne qui sont :

- électrique (force électrostatique, matériaux piézoélectriques ou électrostrictifs) ;
- magnétique (bobine ou aimant permanent, matériaux magnétostrictifs) ;
- thermique (matériaux à fort coefficient d'expansion thermique) ;
- hydraulique et pneumatique (pression d'un liquide ou d'un gaz) ;
- optique (matériaux photostrictifs).

Les types d'actionnement que nous avons pu voir précédemment sont l'actionnement électrique (forces électrostatiques) [36, 37, 53, 54], magnétique [44, 45, 55] et pneumatique [44, 45].

L'actionnement électrique a pour avantage d'avoir une grande précision du contrôle et une grande rapidité de commutation. Il nécessite de fortes tensions mais un courant faible. La consommation de puissance reste alors faible. Ceci est donc un atout important pour des applications portatives. De plus, une tension DC est facilement implémentable dans les systèmes électroniques.

L'actionnement magnétique peut générer de grands déplacements et être peu encombrant. Cependant, la génération d'un champ magnétique demande une forte consommation de puissance, ce qui peut être contraignant dans certaines applications.

L'actionnement pneumatique consomme peu d'énergie et produit un déplacement important. Cependant, l'actionneur doit être accompagné d'un système d'asservissement pour la bonne gestion du mouvement mécanique. Par conséquent, son intégration dans un système électronique s'avère encombrant. De plus, le temps de commutation est plutôt lent, comparé aux deux autres techniques précédemment citées.

Compte tenu de tout ces avantages et inconvénients et de l'état de l'art sur ce type d'antenne accordable, nous avons choisi de développer une antenne avec un actionnement électrostatique comme pour R. Goteti *et al.* et H. Kang *et al.* couplée à l'utilisation d'un substrat très souple (ici le PU87) comme pour N. Tiercelin *et al.*

## 1.4 Conclusion sur l'état de l'art et le positionnement du sujet

Dans ce chapitre, nous avons pu voir que les TPUs ont de nombreuses propriétés intéressantes pour l'électronique souple. De plus, la très grande variété de TPUs (environ 5000) offre un large choix de dureté et d'élasticité suivant les applications visées. Ceci est particulièrement intéressant pour les systèmes antennaires à reconfiguration mécanique où leur souplesse et leur facilité de mise en forme leur permettent de concurrencer le PDMS réticulé. Cependant, les pertes importantes du polyuréthane imposent, en structure patch,

le développement d'antennes membranaires sur gap d'air afin de réduire leur influence sur les performances antennaires.

De plus, la présentation des divers systèmes antennaires accordables en fréquence par un actionnement mécanique a permis de montrer l'originalité d'une utilisation d'un substrat polyuréthane membranaire avec un actionnement électrostatique. Cette thèse est donc parfaitement positionnée dans la recherche internationale sur les antennes patch membranaires reconfigurables en fréquence, avec comme éléments innovants :

- l'usage d'un nouveau substrat souple, le polyuréthane, pour une antenne dans une structure patch ;
- l'utilisation d'un actionnement électrostatique pour une antenne patch sur substrat membranaire très souple.

Le but de cette thèse est principalement de démontrer la faisabilité d'une antenne patch accordable électriquement avec du polyuréthane. L'utilisation du polyuréthane comme substrat dans un système HF étant une première dans l'équipe, les objectifs sont donc :

- de sélectionner et d'optimiser les procédés de fabrication nécessaires pour le dispositif antenne qui sont :
  - la réalisation de films de polyuréthane,
  - l'assemblage de ces films pour élaborer une structure membranaire,
  - la métallisation des films de PU pour réaliser les éléments conducteurs utiles dans le système antenne (ligne d'alimentation, patch rayonnant) et pour la caractérisation diélectrique du PU (électrodes, lignes de transmission),
- de caractériser les propriétés diélectriques du PU qui sont utiles au dimensionnement de la structure antenne ;
- de dimensionner, fabriquer et caractériser le système antenne.

# Chapitre 2

## Procédés technologiques et simulations électromagnétiques 3D

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>43</b>
<b>2.2</b>	<b>Mise en forme et assemblage du polyuréthane . . . . .</b>	<b>44</b>
2.2.1	Dissolution du polyuréthane . . . . .	44
2.2.2	Réalisation de films minces en polyuréthane . . . . .	47
2.2.3	Techniques d'assemblage du polyuréthane . . . . .	51
<b>2.3</b>	<b>Métallisation des polymères souples . . . . .</b>	<b>54</b>
2.3.1	État de l'art . . . . .	55
2.3.2	Choix des métaux . . . . .	57
2.3.3	L'évaporation . . . . .	58
2.3.4	La pulvérisation cathodique . . . . .	58
2.3.5	Conclusion . . . . .	60
<b>2.4</b>	<b>Mise en forme de la métallisation . . . . .</b>	<b>60</b>
2.4.1	Le masque mécanique perforé . . . . .	61
2.4.2	La photolithographie directe et indirecte . . . . .	61
2.4.3	Conclusion . . . . .	63
<b>2.5</b>	<b>Simulations électromagnétiques 3D . . . . .</b>	<b>64</b>
2.5.1	Choix du logiciel de simulation . . . . .	64
2.5.2	Réglages spécifiques . . . . .	64
<b>2.6</b>	<b>Conclusion du chapitre . . . . .</b>	<b>66</b>

---

### 2.1 Introduction

Pour rappel, l'utilisation du polyuréthane comme substrat pour des applications hyperfréquences est une première au sein du laboratoire. Les pertes importantes des différents types de polyuréthane (PU) déjà utilisés en électronique souple et la recherche d'accordabilité en fréquence des antennes nous incitent à réaliser une structure antennaire membranaire, comme nous avons pu voir dans la partie État de l'art (cf. Chapitre 1). La détermination des propriétés diélectriques du polyuréthane et la fabrication de l'antenne nécessitent de :

- mettre en forme le PU sous forme de film ;
- métalliser le PU pour réaliser une antenne imprimée de type patch rayonnant et sa ligne d'alimentation ainsi que les divers éléments métalliques (électrodes, lignes

- de transmission) nécessaires à la caractérisation diélectrique du PU ;
- modéliser le comportement électromagnétique des systèmes développés afin d’optimiser leurs dimensions géométriques.

Un travail conséquent de développement des procédés technologiques a donc été effectué afin de fabriquer les différents systèmes utiles pour cette thèse. Ce chapitre présente, tout d’abord, la mise en solution du PU et les procédés de fabrication de films minces. Ensuite, le choix de la technique de métallisation du polymère et sa mise en forme (structuration en lignes de transmissions, en antenne patch, etc.) sont exposés. Pour finir, une présentation du logiciel de simulation électromagnétique 3D et les différents réglages utilisés pour dimensionner les systèmes hyperfréquence (HF) sont effectués.

## 2.2 Mise en forme et assemblage du polyuréthane

La fabrication d’une antenne à structure membranaire nécessite de mettre le PU sous forme de films d’épaisseur mince (de 10 à 200  $\mu\text{m}$  environ) et de pouvoir les assembler entre eux ou sur un substrat métallique. Ce dernier jouera le rôle de plan de masse. Le PU est un polymère thermoplastique. Ses granules peuvent être fondus ou dissous dans un solvant afin d’obtenir un film fin de grande surface (quelques  $\text{cm}^2$ ). Pour des raisons de mise en œuvre au sein du laboratoire, c’est la dissolution qui a été choisie. Elle consiste à dissoudre le polymère dans un solvant adéquat. La solution obtenue est déposée et séchée sur un substrat afin d’obtenir un film sec d’épaisseur homogène et contrôlée. Cette section est consacrée au choix des solvants, aux techniques de dépôt de la solution et aux procédures d’assemblage des films utilisés dans cette thèse.

### 2.2.1 Dissolution du polyuréthane

#### Principe

La dissolution d’un polymère par un solvant est un processus physico-chimique complexe qui peut être schématisé simplement en deux étapes (Figure 2.1a) [57]. Premièrement, le solvant se diffuse dans le polymère, ce qui le gonfle localement (dans la zone en contact avec le solvant), créant ainsi un gel. Ensuite, le solvant casse les liaisons faibles (de Van der Waals, dipolaires et les ponts hydrogènes) liant les chaînes entre elles et se substitue à celles-ci en créant une couche de solvation autour des chaînes (désenchevêtrement des chaînes). Ce processus opère jusqu’à la dissolution complète du polymère ou jusqu’à saturation de la solution. Il requiert une compatibilité thermodynamique spécifique entre le solvant et le polymère, qui peut être évaluée par leur paramètre de solubilité de Hildebrand  $\delta_t$  respectif défini tel que [57] :

$$\delta_t^2 = E/V, \quad (2.1)$$

où  $E/V$  est la densité d’énergie cohésive, c’est-à-dire l’énergie nécessaire pour briser tous les liens physiques intermoléculaires dans une unité de volume du matériau. Cette énergie est dépendante des paramètres thermodynamiques de la solution tel que :

$$E/V = (\Delta H_{vap} - RT)/V, \quad (2.2)$$

où  $\Delta H_{vap}$  est l’enthalpie de vaporisation,  $T$  la température,  $V$  le volume et  $R$  la constante universelle des gaz parfaits ( $R \approx 8,314 \text{ J.K}^{-1}.\text{mol}^{-1}$ ).

Elle peut également être dissociée du point de vue des liaisons entre les chaînes, en trois composantes dites « de Hansen » :

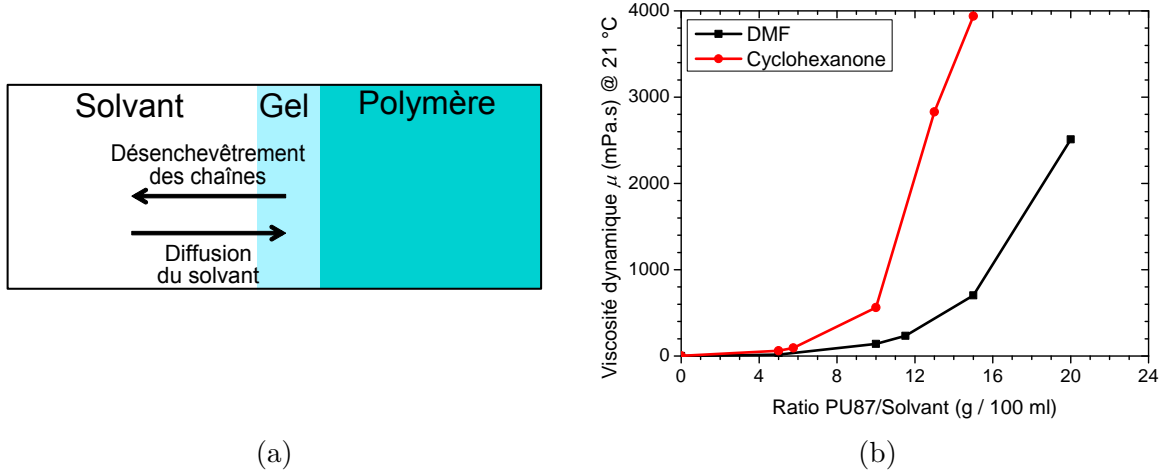


FIGURE 2.1 – a) Schéma de principe 1D de la dissolution d'un polymère par un solvant approprié (adapté de [57]). b) Évolution de la viscosité des solutions de PU dissout dans du DMF (courbe noire) et dans du cyclohexanone (courbe rouge).

$$\delta_t^2 = E/V = \delta_D^2 + \delta_p^2 + \delta_H^2, \quad (2.3)$$

où  $\delta_D$  est la composante de dispersion,  $\delta_p$  est la composante de polarité et  $\delta_H$  est la composante de liaisons hydrogènes.

Le solvant et le polymère sont miscibles (le solvant peut dissoudre le polymère) si leurs paramètres de solubilité respectifs sont proches. Cette approche est cependant limitée au cas où il n'y a pas d'interactions chimiques entre les deux composés, ni d'interactions fortes entre les chaînes du polymère (liaisons covalentes et ioniques), ce qui n'est pas le cas des polymères réticulés (thermodurcissables) comme le Polydiméthylsiloxane (PDMS), par exemple.

### Choix du solvant

Dans des travaux antérieurs effectués à Lyon au Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) [9,58] sur du PU88 de Lubrizol®, quasi-identique au PU87, les solvants qui ont été choisis à l'aide de la documentation technique fournie par Lubrizol® [10] pour dissoudre le PU sont le N,N-diméthylformamide (DMF) et le cyclohexanone. Notre choix s'est donc également porté sur ces deux solvants.

Leurs paramètres de solubilité sont respectivement de 24,1 et 19,7 (J.cm<sup>-3</sup>)<sup>1/2</sup> [59]. Le paramètre de solubilité de Hildebrand du PU88 calculé par Wongtimnoi [9] à partir des molécules de base du PU (Tableau 2.1) est d'environ 19 (J.cm<sup>-3</sup>)<sup>1/2</sup>. Cette valeur est analogue à celle des deux solvants, ce qui confirme leurs pouvoirs de dissolution du PU. Le paramètre du cyclohexanone étant plus proche du PU que celui du DMF, il sera, d'après ce critère, un meilleur solvant pour ce polymère. Les chaînes seront ainsi mieux déployées et auront un plus grand volume hydrostatique, ce qui donnera alors une solution finale plus visqueuse [57].

Le DMF est fourni par Sigma-Aldrich® (n° CAS : 68-12-2) tandis que le cyclohexanone est fourni par Merck® (n° CAS : 108-94-1). Ils ont respectivement une masse volumique de 0,94 et de 0,95 g.cm<sup>-3</sup> à 20 °C et une température d'ébullition de 153 et de 155 °C [60,61].

TABLEAU 2.1 – Paramètre de solubilité de Hildebrand (Tableau adapté de [9]).

Élément	$\delta \text{ (J.cm}^{-3}\text{)}^{1/2}$ (paramètre de solubilité de Hildebrand)	Référence
Poly TetraMéthylène Oxide, PTMO	16,6	[62]
4,4'-diisocyanate de diphénylméthylène, MDI	41,0	[63]
1,4-Butane diol, BDO	50,6	[63]
P(MDI-BDO), 100 % segment rigide	23,2 – 25,3	[62, 64]
PU88	$\approx 19$	[9]
DMF	24,1	[59]
Cyclohexanone	19,7	[59]
H <sub>2</sub> O	47,9	[59]

### Protocole de dissolution

Le protocole de dissolution du polyuréthane dans un solvant est adapté de celui du LGEF pour notre matériel [9]. Le DMF et le cyclohexanone sont des solvants polaires organiques relativement toxiques et inodores. Par conséquent, les manipulations se font obligatoirement sous hotte avec un masque respiratoire adapté. Les granules de PUs sont préalablement séchés à 80 °C pendant 3 heures dans une étuve [10]. Elles sont ensuite dissoutes sous agitation mécanique avec un barreau aimanté dans le solvant à 80 °C pendant quelques heures. Le temps de dissolution dépend de la quantité de granules introduite. Il est, par exemple, d'environ une heure pour une concentration de 10 g pour 100 ml de DMF, notée par la suite 10/100, alors qu'il est d'environ 4 h pour 20 g pour 100 ml (20/100). Afin de limiter l'évaporation du solvant, et ainsi parfaitement contrôler la viscosité de la solution finale, la dissolution est réalisée dans un flacon Duran® fermé hermétiquement. Une fois la solution homogène, elle est laissée à refroidir et à dégazer pendant une journée environ. Le flacon étant étanche et la solution stable, elle peut être stockée pendant plusieurs semaines à température ambiante [9].

### Viscosité des solutions

La viscosité des solutions obtenues est un paramètre important car il déterminera l'épaisseur finale des films quelle que soit la technique de dépôt employée. La viscosité dynamique ( $\mu$ ) à 25 °C du DMF est de 0,890 mPa.s et celle du cyclohexanone est de 2,003 mPa.s ce qui est du même ordre de grandeur que celle de l'eau (0,802 mPa.s) [59]. La viscosité des solutions obtenues pour différentes concentrations de PU87 dans chaque solvant est présentée figure 2.1b. Nous remarquons que la variation de viscosité n'est pas linéaire en fonction de la concentration mais plutôt de type exponentiel. Il est à noter qu'une solution qui a une viscosité dépassant les 3000 MPa.s est fortement gélifiée. Il est alors impossible de la déposer sous forme de film. La viscosité des solutions à base de cyclohexanone est plus importante que pour celles à base de DMF, ce qui est en accord



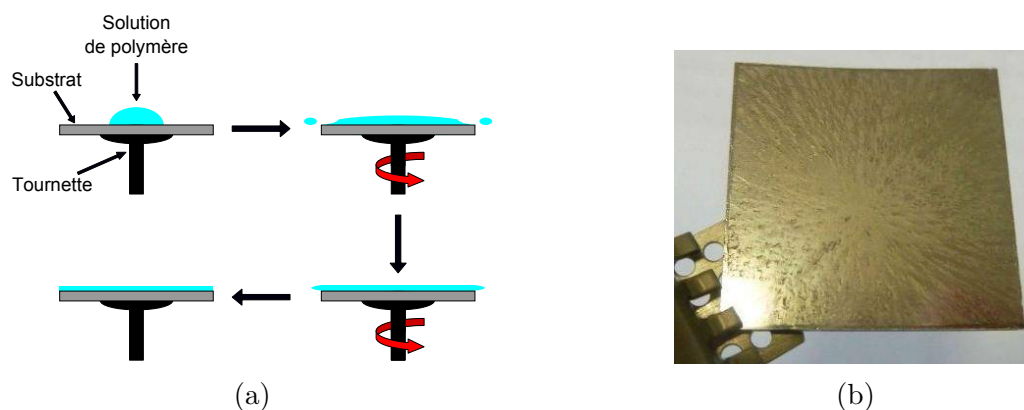


FIGURE 2.2 – a) Schéma de principe du dépôt par tournette. b) Film de polyuréthane, réalisé à la tournette, non homogène dû à la mauvaise mouillabilité du DMF sur le substrat (inox).

avec la prévision faite précédemment grâce aux paramètres de solubilité de Hildebrand. Par conséquent, à viscosité égale, une solution à base de DMF contient plus de PU87 que celle à base de cyclohexanone, ce qui formera des films secs plus épais.

### 2.2.2 Réalisation de films minces en polyuréthane

Pour la réalisation d'une membrane sur cavité, il est nécessaire de fabriquer des films de polymère d'épaisseur mince (de 10 à 200  $\mu\text{m}$  environ) parfaitement contrôlée et homogène tout en ayant une surface suffisante (quelques  $\text{cm}^2$ ). Pour répondre à ces critères, nous avons sélectionné la technique de dépôt des solutions par tournette, classiquement employée en microélectronique, et par applicateur de film. Cette dernière est utilisée dans l'industrie du revêtement et de l'impression par exemple [65]. Pour obtenir les épaisseurs voulues, nous utilisons en premier choix des solutions de PU87/DMF car elles contiennent plus de matière pour une même épaisseur de solution liquide déposée que celle de PU87/Cyclohexanone.

#### Le dépôt par tournette (Spin-coating)

##### a) Principe

Le dépôt par tournette consiste à déposer la solution sur un substrat et à l'étaler de façon uniforme par la mise en rotation (force centrifuge) du substrat (Figure 2.2a). La taille des échantillons réalisables au laboratoire est au maximum d'un diamètre de 3 pouces (7,62 cm). Les épaisseurs obtenues classiquement sont de l'ordre de la centaine de nanomètres à la centaine de micromètres en microélectronique suivant le type de solution déposée (viscosité, adhérence avec le substrat) et la vitesse de dépôt. Cette technique nécessite une solution qui ne soit pas trop visqueuse afin d'être facilement étalée et ainsi éviter des effets de bord trop importants mais suffisamment pour que les films ne soient pas trop fins. Pour cela, une solution de 10/100 a été utilisée.

##### b) Protocole

Le substrat est préalablement déshydraté 3 min à 95 °C sur plaque chauffante pour favoriser l'adhérence de la solution sur celui-ci. 800  $\mu\text{l}$  de solution sont déposés sur le substrat via une micropipette. La tournette est mise en rotation à la vitesse voulue puis l'échantillon est mis à sécher 5 min à 95 °C sur plaque chauffante.



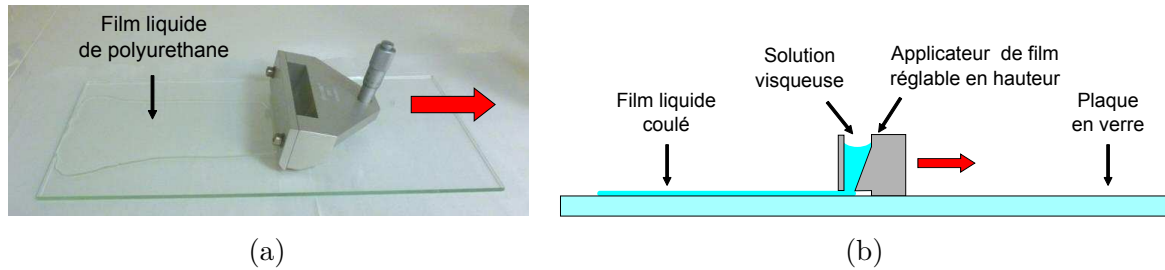


FIGURE 2.3 – a) Film liquide de polyuréthane/DMF (20/100) réalisé sur une plaque de verre à l'applicateur de film Elcometer® 3570/1. b) Schéma de principe d'un dépôt par applicateur de film (vue en coupe). Les flèches rouges représentent le sens de déplacement de l'applicateur de film.

Les dépôts par tournette ont été réalisés sur plusieurs types de substrat (verre, inox ou silicium). Il s'avère que les films obtenus sont de mauvaise qualité (Figure 2.2b), signe d'un problème de mouillabilité du DMF sur ces substrats qui ne permet pas un étalement homogène de la solution. Pour résoudre ce problème, il est possible de modifier l'énergie de surface du substrat (fonctionnalisation, métallisation spécifique) ou de changer de solvant, pour une meilleure compatibilité solvant/substrat. Nous avons opté pour la dernière technique en prenant du PU87/Cyclohexanone à 10/100. Les dépôts sont alors parfaitement homogènes.

### Le dépôt par applicateur de film (Tape-casting)

#### a) Principe et protocole

Un applicateur de film est un dispositif qui sert à appliquer une solution sur un support avec une épaisseur contrôlée. Cette technique a l'avantage de permettre la fabrication de films de polyuréthane homogène sur une grande surface ( $7 \times 15$  cm environ avec notre matériel) avec une grande reproductibilité [9]. Cette reproductibilité dépend néanmoins de l'opérateur [65]. En effet, l'utilisation de cet appareil nécessite un certain « coup de main » pour effectuer un mouvement uniforme et identique d'un dépôt à l'autre. Pour améliorer la reproductibilité, il est possible d'automatiser l'application, ce qui permet une meilleure gestion de la vitesse d'application.

L'appareil que nous utilisons est un Elcometer® 3570/1 (Figure 2.3a). Il est composé d'un réservoir contenant la solution à appliquer, d'une lame pour racler la solution, et ainsi maintenir une épaisseur constante du film, et d'une vis micrométrique pour régler l'inclinaison de l'applicateur (gap de l'applicateur), donc l'épaisseur déposée. La solution est versée dans le réservoir et coule progressivement sur le substrat. L'applicateur est alors déplacé afin de déverser la solution sur une grande zone du substrat et racler la solution. Le dépôt s'effectue sur une plaque de verre afin d'obtenir un film parfaitement plan et lisse (Figure 2.3a). Un schéma de principe est présenté figure 2.3b. Cet outil nécessite une solution relativement visqueuse. Une solution trop liquide s'échappe rapidement du réservoir empêchant son application, et au contraire, une solution trop visqueuse coule trop lentement ce qui nécessite une vitesse d'application très lente, donc difficilement maîtrisable. La gamme de concentration adéquate, avec l'Elcometer® 3570/1, se situe entre 15 g et 20 g pour 100 ml de DMF d'après nos expériences. Pour obtenir des films sur une gamme d'épaisseurs la plus grande possible, c'est la solution de 20/100 qui est utilisée. Le réglage de l'applicateur permet de couvrir une gamme d'épaisseurs de film liquide de 0 à 1050  $\mu\text{m}$  en utilisation normale, via la vis micrométrique. En remontant

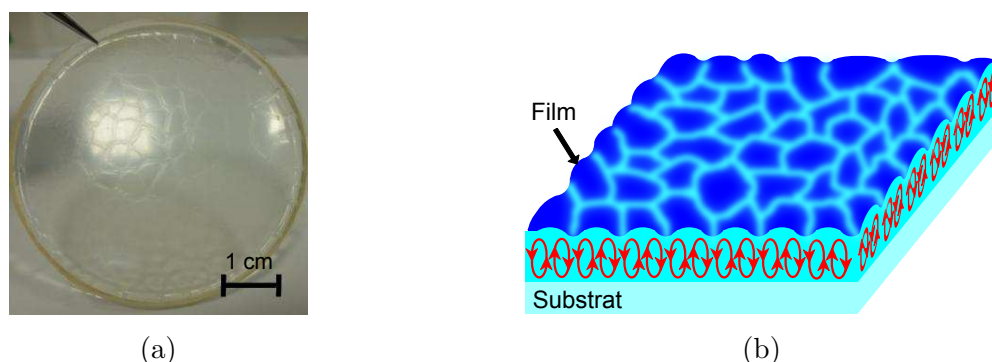


FIGURE 2.4 – a) Effet de peau « de crocodile » provoqué par l'effet Bénard–Marangoni [66, 67] dû principalement à une température de séchage trop importante. b) Schéma du mouvement de convection dans le film lors du séchage (effet Bénard–Marangoni), représenté par les flèches rouges, qui induit un effet « peau de crocodile » sur la surface.

la lame de manière contrôlée, à l'aide de cales, nous avons pu augmenter l'ouverture maximale (gap) jusqu'à 1460  $\mu\text{m}$ .

#### b) Séchage et recuit

Après dépôt, le film liquide doit être séché. Pour cela, il est placé à l'étuve pour favoriser l'évaporation du solvant. Cette étape est la plus critique dans la réalisation des films. En effet, le support de séchage doit être parfaitement plan sinon le liquide coule et l'épaisseur du film n'est plus homogène. De plus, l'évaporation du solvant est un phénomène complexe qui a une grande influence sur la qualité du film et ses propriétés [65].

Lors de plusieurs séchages, nous avons observé un aspect de surface du type « peau de crocodile » (Figure 2.4a). Il est dû à des cellules de convection qui apparaissent dans le film liquide additionné d'un gradient de tension de surface (effet Bénard–Marangoni [66, 67], présenté figure 2.4b). Ces phénomènes sont provoqués par un gradient de température vertical dans le film [66, 67]. Ce gradient est issu du processus d'évaporation du solvant à la surface. Si le solvant est suffisamment volatil, sa vitesse d'évaporation peut être suffisante pour refroidir la surface (chaleur latente) et ainsi créer le gradient de température [66]. Les motifs des écoulements convectifs et leurs distributions sont fonction de la température, de la géométrie du système et des propriétés physiques du fluide (viscosité, conductivité thermique, volatilité du solvant). Pour empêcher l'apparition de ce phénomène, il faut augmenter la viscosité de la solution et abaisser la température de séchage [65]. Ainsi, pour des solutions de 20/100, des films homogènes et exempts de défauts sont obtenus pour un séchage de 40 °C pendant 20 heures environ dans notre étuve.

Après décollage du film de la plaque de verre, un recuit supplémentaire à 130 °C pendant 3 heures à l'étuve, suivi d'une trempe à l'air, est effectué pour éliminer les restes de solvant [9]. Ce recuit est réalisé sur le film libre déposé sur une plaque de Téflon®. En effet, au cours des diverses expériences réalisées, il a été remarqué que lors de l'utilisation d'un autre support (plaque de verre ou d'inox) le film se soudait à celui-ci car, à cette température, le polyuréthane commence à fondre légèrement. Le décollage du film s'avère alors laborieux, ce qui provoque l'étirement et la déformation de celui-ci. Le Téflon®, de par son grand pouvoir antiadhésif, favorise alors la libération du film à la fin du recuit. Ce problème d'adhésion du film sur le support de séchage s'avèrera finalement bénéfique par la suite : il sera utilisé pour l'assemblage de films de polyuréthane sur un plan de masse (cf. § 2.2.3).

Afin que tous les échantillons aient une morphologie équivalente, ce traitement ther-

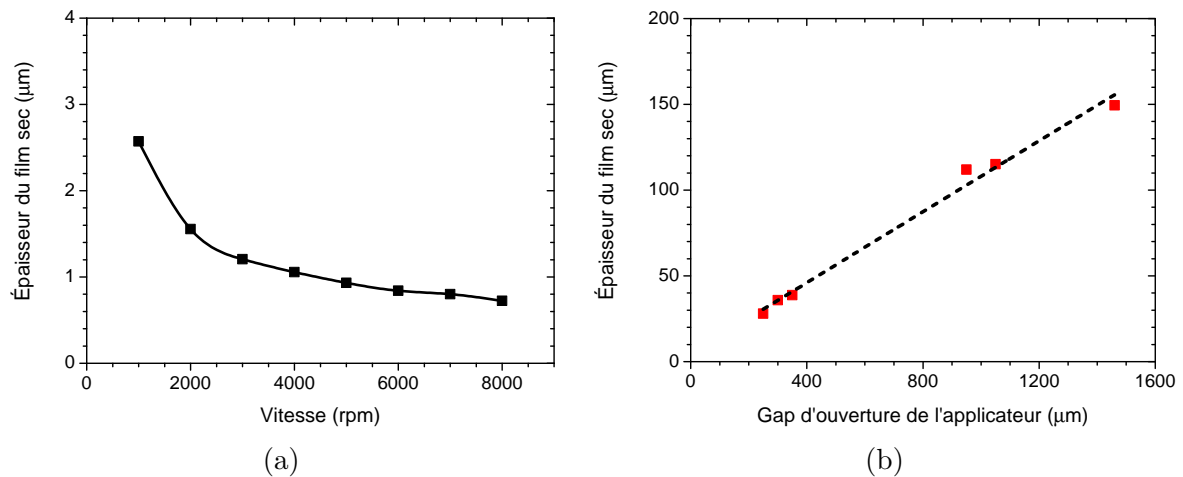


FIGURE 2.5 – a) Évolution de l'épaisseur du film en fonction de la vitesse de rotation de la tournette (solution de 10 g de PU87 dans 100 ml de cyclohexanone). b) Correspondance entre l'épaisseur du film après séchage et le gap d'ouverture de l'applicateur (solution de 20 g de PU87 dans 100 ml de DMF). La ligne en pointillé est un guide pour les yeux.

mique est toujours effectué dans les mêmes conditions (température et temps de recuit identiques).

### Épaisseur et morphologie de surface des films

Les épaisseurs des films obtenus et leurs aspects de surface (rugosité) sont des critères importants pour la suite. Les épaisseurs des films, suivant chaque technique de dépôt, déterminent dans quel(s) dispositif(s) ces films vont pouvoir être utilisés. La rugosité, quant à elle, est un critère important pour la métallisation du film (cf. § 2.3). En effet, c'est un des paramètres qui conditionnent l'accroche (adhésion) et l'homogénéité du dépôt métallique, ce dernier point influençant la conductivité finale du métal déposé.

#### a) Épaisseur des films

La mesure de l'épaisseur des films de PU est réalisée grâce à un micromètre (ou « palmer ») (*Digimatic* de Mitutoyo®) ou avec un profilomètre mécanique (*Dektak 8* de Veeco®) suivant les cas. Leurs précisions respectives sont de 1 µm et de 1 nm au maximum, ce qui est suffisant pour notre étude. Les valeurs obtenues par ces deux techniques sont concordantes à plus ou moins 2 µm près.

Les épaisseurs des films réalisés à la tournette vont, suivant la vitesse de rotation, de 2,6 à 0,7 µm (Figure 2.5a) pour une solution de PU87/Cyclohexanone de 10/100. Ceci est trop faible pour être décollé du substrat puis manipulé pour la réalisation de l'antenne membranaire. Des dépôts multicouches seraient utiles afin d'augmenter l'épaisseur finale, mais le solvant re-dissout la couche inférieure, ce qui rend le film final inhomogène. Cependant, cette technique nous sera utile par la suite pour la caractérisation diélectrique du polymère car cette gamme d'épaisseurs est parfaitement adaptée à la technique par capacité Métal-Isolant-Métal (MIM) en haute fréquence (cf. § 3.3.3).

L'épaisseur du film déposé par l'applicateur de film est réduite d'un facteur inférieur à 10 après séchage par rapport à celle du film liquide (épaisseur du gap) pour une solution de PU87/DMF à 20/100 (Figure 2.5b). Ainsi, des films d'épaisseur finale de 30 à 160 µm ont pu être obtenus, ce qui correspond aux objectifs dimensionnels pour la fabrication de l'antenne membranaire. Il est à noter que, si l'épaisseur du film est trop fine (inférieure à

TABLEAU 2.2 – Rugosité arithmétique ( $R_a$ ) de surface des films de PU mesurée à l'AFM en mode contact et au profilomètre mécanique.

Technique de mesure	Dépôt à la tournette	Dépôt à l'applicateur de film
AFM	$1,53 \pm 0,99$ nm	$10,52 \pm 3,88$ nm
Profilomètre mécanique	$1,13 \pm 0,60$ nm	$11,65 \pm 3,60$ nm

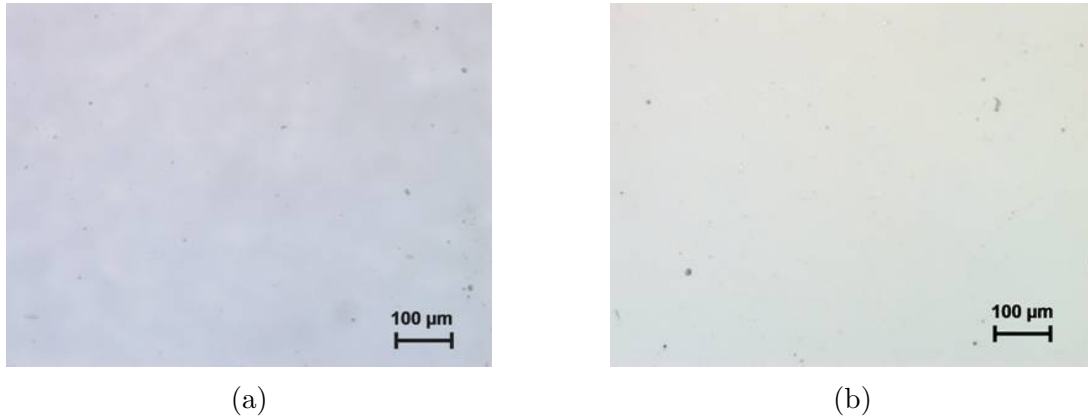


FIGURE 2.6 – Images au microscope optique de la surface de films de PU réalisés a) par tournette et b) par applicateur de film.

40  $\mu$ m), il a tendance à s'enrouler sur lui-même lorsqu'il est décollé de la plaque de verre, ce qui rend sa manipulation difficile.

#### b) Aspect de surface et rugosité

La rugosité arithmétique ( $R_a$ ) de surface des films a été mesurée par profilométrie mécanique sur une distance de 1 mm et par Microscope à Force Atomique (AFM) (*Easyscan AFM* de Nanosurf®) en mode contact sur une distance de 10  $\mu$ m. Leurs résolutions respectives suivant  $z$  sont de 1 nm au maximum et de 0,37 nm. Les résultats de mesures sont résumés dans le tableau 2.2.

Les mesures sont identiques suivant les deux techniques avec des rugosités très faibles ( $R_a < 20$  nm) pour les deux types de dépôts, ce qui va favoriser des dépôts métalliques de bonne qualité par la suite. Ceci est confirmé visuellement au microscope optique (*Axio Scope* de Zeiss®) par un aspect parfaitement lisse (Figure 2.6). Cependant, nous remarquons sur les profils mesurés (exemple de profils obtenu à l'AFM figure 2.7), que les dépôts à la tournette sont plus lisses que ceux effectués à l'applicateur de film avec *in fine* une différence sur le  $R_a$  d'un facteur 10 environ.

### 2.2.3 Techniques d'assemblage du polyuréthane

#### État de l'art

Pour la réalisation de l'antenne membranaire et des différents dispositifs de caractérisation diélectrique du polyuréthane, nous allons devoir assembler des films de PU entre eux et sur des plaques métalliques (plan de masse).

De manière générale, l'assemblage de deux éléments peut être effectué par fixation mécanique (clampage, vissage, etc.), par collage ou par soudage (liaison directe) [68, 69]. La première méthode est difficile à mettre en œuvre compte tenu des faibles épaisseurs

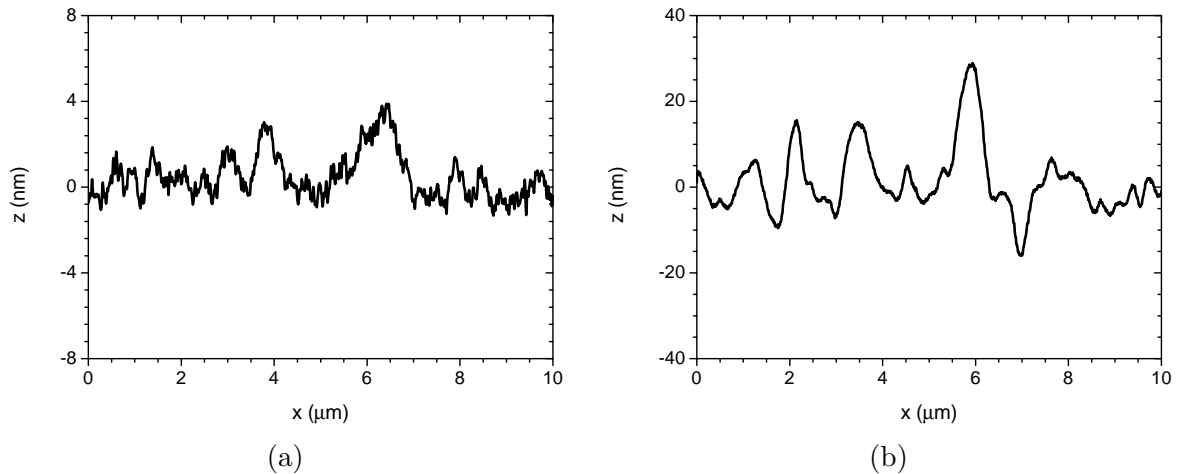


FIGURE 2.7 – Profils de surface mesurés à l’AFM en mode contact a) d’un film déposé à la tournette et b) d’un film déposé par applicateur de film.

des films, tandis que les deux dernières méthodes sont particulièrement bien adaptées pour les films plastiques fins. Cependant, le soudage est uniquement réservé au thermoplastique car il consiste à faire fondre les matériaux dans la zone à assembler. En effet, les thermodurcissables, qui sont issus d’une réticulation de deux prépolymères, sont infusibles, comme le PDMS réticulé par exemple. Seule la technique du collage est alors utilisable [44, 70].

Le collage repose sur la création de liaisons chimiques entre les deux parties à assembler par divers moyens tels que :

- l’ajout d’une couche adhésive (colle, agent réticulant), ce qui entraîne l’insertion d’un matériau tierce entre les deux pièces à assembler, modifiant l’épaisseur finale de l’ensemble ;
- la fonctionnalisation de surface, qui nécessite des traitements de surface spécifiques (plasma  $O_2$ , décharge Corona, solution chimique, etc.) qui peuvent être difficiles à mettre en place et requièrent généralement un matériel particulier.

Ces désavantages et le fait que le polyuréthane soit un thermoplastique nous ont poussés à nous tourner vers le soudage. Le soudage consiste à faire fondre (ou ramollir) le plastique à l’interface pour permettre la diffusion intermoléculaire des chaînes de polymères. Le degré de soudage entre les deux éléments dépend [68] :

- du type de matériau ;
- de la rugosité de surface ;
- de la pression à l’interface ;
- et du temps de soudage.

En effet, pour favoriser la diffusion intermoléculaire, un bon contact à l’interface doit être assuré. Ceci requiert des surfaces lisses, ce qui est notre cas, et d’appliquer une force de pression sur les deux éléments. De même, ce processus de diffusion a une certaine cinétique, d’où le facteur temps, qui est fonction du type de matériau à assembler.

L’apport de chaleur à l’interface peut être réalisé par de nombreuses techniques qui peuvent être regroupées en deux catégories [68] : le chauffage externe (par voie thermique) et le chauffage interne. Cette dernière est elle-même séparée en deux sous-catégories, les techniques qui utilisent une source d’énergie mécanique et celles qui utilisent une source d’énergie électromagnétique (Figure 2.8a).

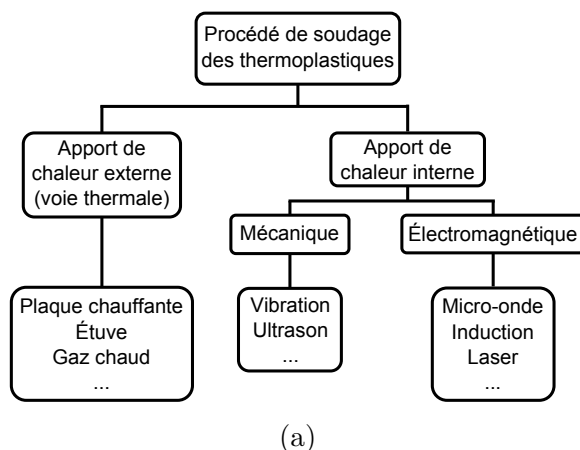


FIGURE 2.8 – a) Classification des techniques de soudure adaptée de [69] et de [68]. b) Photographie de la presse à chaud (Specac®) utilisée pour le soudage du PU.

### Choix et description des techniques développées

Pour souder le PU87, nous avons utilisé des techniques thermales car elles sont généralement simples à mettre en œuvre. De plus, elles produisent un soudage plus efficace que les méthodes par chauffage interne [69]. La température de fusion du PU87 est de 140 °C [10]. La fusion n'est pas nécessaire pour le soudage, nous pouvons simplement ramollir le polymère pour déclencher le processus de diffusion. La gamme de températures utilisée lors de nos manipulations sera donc autour de la température de fusion, en recherchant à l'avoir la plus faible possible pour chaque technique utilisée.

Les matériels disponibles au laboratoire sont une presse à chaud (Specac®) et une étuve à convection naturelle (Memmert®). La presse à chaud est une pastilleuse hydraulique classique avec un kit de chauffage (Figure 2.8b). Ce kit est composé de deux plaques chauffantes thermostatées par un contrôleur et un refroidissement à l'eau courante. Les plaques chauffantes sont ensuite mises en contact avec les éléments à souder par une vis et une pression peut être alors exercée grâce au système de pressage hydraulique.

Pour que le polyuréthane n'adhère pas aux parois des plaques chauffantes, des feuilles de Mylar® (PET, Polytéréphtalate d'éthylène) sont installées entre les parois et le PU87. Le PU87 se colle alors à celles-ci. Elles sont décollées doucement du polymère (pelage ou « peeling » en anglais) [71] pour libérer l'échantillon.

Pour la fabrication de nos divers échantillons, il est nécessaire de souder des films de PU avec un plan de masse (plaque d'inox et substrat de verre métallisé en cuivre) et avec d'autres films de PU pour réaliser des films plus épais par exemple. Suivant le type d'assemblage, les contraintes de soudage ne sont pas les mêmes donc des procédures différentes ont été développées afin de minimiser pour chaque cas le budget thermique. Il a été remarqué que le polyuréthane se colle naturellement très bien avec lui-même de manière réversible. Ainsi, pour la plupart des cas nous n'avons pas besoin de faire des soudures longues ni d'utiliser des pressions excessives afin de rendre la soudure irréversible. Dans l'ensemble des procédés détaillés par la suite, un présoudage via une roulette de tapissier est effectué afin de chasser l'air entre les deux éléments à souder et favoriser le collage naturel.

Pour l'élaboration d'échantillons de PU épais ( $\approx 1$  mm), le soudage de plusieurs films entre eux (une quinzaine environ) est effectué à la presse à chaud [72] à 160 °C avec une pression de 1,5 tonne. Les films sont alors écrasés pour obtenir un ensemble parfaitement



TABLEAU 2.3 – Tableau récapitulatif des différents procédés d’assemblage de films développés.

Type d’assemblage	Système	Technique	Pression	Température	Temps
Plusieurs films (échantillon de PU d’environ 1 mm d’épaisseur)	Caractérisation diélectrique	Presse à chaud [72]	1,5 tonne	160 °C	1 min 30 s
Membrane sur cadre en PU	Antenne	Presse à chaud [72]	Simple serrage de la vis	110 °C	1 min
Film + plan de masse (inox)	Antenne et caractérisation diélectrique	Étuve (cf. § 2.2.2)	/	130 °C	3 h (pendant le recuit du film)
Film + plan de masse (Cuivre)	Caractérisation diélectrique	Étuve (cf. § 2.2.2)	/	130 °C	5 min

homogène. La hauteur finale de l’échantillon est contrôlée par des cales entre les deux plaques chauffantes de la presse à chaud.

L’assemblage de la membrane sur un cadre en PU pour la fabrication de l’antenne est également effectué à la presse à chaud. Pour contrôler parfaitement l’épaisseur finale de l’ensemble, un simple serrage de la vis est réalisé sans pression supplémentaire. Les films ne sont alors pas écrasés tout en maintenant le contact entre les deux éléments. La soudure est réalisée en 1 min à 110 °C. La membrane est préalablement soudée à une feuille de Mylar® afin de la maintenir plane pendant la soudure sur le cadre. Cependant, si un patch métallique a été déposé au préalable sur la membrane, celui-ci n’adhère pas à la feuille de Mylar®. La membrane peut alors s’effondrer et se déformer et donc ne plus être plane dans le dispositif final.

Le soudage sur un plan de masse métallique est réalisé à l’étuve à 130 °C, procédé découvert pendant les tests de recuit des films sur différents substrats (cf. § 2.2.2). Sur un substrat d’inox cette étape est couplée au recuit du film qui dure 3 h. Sur un substrat en cuivre le temps de soudure est effectué, après le recuit du film libre, pendant une durée de 5 min afin de ne pas oxyder le métal.

L’ensemble de ces détails techniques est récapitulé dans le tableau 2.3.

## 2.3 Métallisation des polymères souples

La réalisation du patch rayonnant de l’antenne et de son alimentation par une ligne microruban impose de métalliser les films de PU87. Cette métallisation servira également à fabriquer des lignes de transmission et des électrodes utiles pour la caractérisation diélectrique du PU (cf. Chapitre 3). La métallisation des élastomères est un point technologique crucial et difficile pour les systèmes électroniques souples. Ces substrats organiques sont

en effet extrêmement sensibles à la chaleur (température de fusion faible) et aux produits chimiques, en particulier aux acides. De plus, la forte dilatation thermique de ces substrats et la faible adhérence des métaux sur ce type de matériau sont des points rédhibitoires à leur métallisation.

Cette section présente les différentes solutions proposées dans la littérature pour métalliser des polymères souples. Ensuite le choix des métaux utilisés et l'épaisseur de dépôt métallique visée sont exposés, ainsi que les techniques de dépôt mises en œuvre dans notre étude. Pour finir, diverses méthodes sont présentées pour structurer (mettre en forme) la métallisation pour les différents systèmes HF fabriqués pour cette thèse.

### 2.3.1 État de l'art

De nombreuses méthodes de dépôt ont été développées afin d'effectuer des métallisations de bonne qualité, une conductivité suffisante pour l'application voulue et avec une bonne accroche au substrat le cas échéant. En particulier, un nombre important d'études existent sur le matériau phare de l'électronique souple, le PDMS réticulé. Les principales méthodes existantes sont décrites dans cette section, avec leurs avantages et inconvénients, illustrées par des exemples. Une synthèse est présentée dans le tableau 2.4. Sachant que nos dispositifs sont utilisés en HF, une forte conductivité ( $\sigma > 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) est nécessaire afin de limiter les pertes conductrices.

Une méthode originale consiste à utiliser des métaux liquides, généralement à base de gallium et d'indium comme le Galinstan (Gallium Indium Etain) [46] ou l'EGaIn (Eutectic Gallium Indium) [79]. L'avantage de cette technique réside en l'état liquide des métaux qui permet de ne pas contraindre le polymère, préservant ainsi la souplesse du dispositif. Toutefois, la conductivité de ces métaux est moyenne ( $\sigma \approx 3 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ ) ce qui limite les performances de systèmes HF. De plus, l'emploi de métal liquide nécessite de l'encapsuler dans le polymère [46] ou de réaliser des microcanaux à la surface du polymère [79] afin de définir la forme géométrique des éléments métalliques. Ceci rend la connexion de la métallisation aux appareils avec connecteur SMA (SubMiniature version A) contraignante. Enfin, il est à noter que 5 g de métal liquide coûtent environ 100 euros chez Sigma-Aldrich [60]. Cette technique est donc assez onéreuse et difficile à mettre en œuvre.

Une autre méthode repose sur l'ajout de charges conductrices dans le polymère. Ces charges peuvent être des particules métalliques ou de carbone. Le composite formé garde une grande souplesse mais possède une très faible conductivité. Ainsi, Tang *et al.* [55] ont dû procéder à un dépôt supplémentaire d'or par pulvérisation cathodique pendant 250 s sur le composite PDMS/NTC (nanotube de carbone) afin d'obtenir une conductivité de  $10^5 \text{ S.m}^{-1}$ , ce qui reste faible. L'élaboration de ces composites est de plus complexe et spécifique suivant le type de charge conductrice utilisé.

Pour des raisons de transparence ou de flexibilité, des métallisations par dépôt d'un polymère conducteur (CP) ont été effectuées, comme le polypyrrole (PPy) ou le PEDOT-PSS (Poly(3,4-éthylènedioxythiophène)-poly(styrènesulfonate)) par exemple [73]. La conductivité des polymères conducteurs étant très faible (respectivement  $2 \times 10^3$  et  $10^4 \text{ S.m}^{-1}$ ), le dépôt doit être très épais pour limiter les pertes conductrices par effet de peau. Néanmoins, les performances en rayonnement sont tout de même dégradées par rapport à une métallisation classique en cuivre [73]. Le dépôt du PPy sur Polyarylate (Arylite™) se fait par polymérisation électrochimique en solution aqueuse et le PEDOT-PSS par impression, ce qui requiert un matériel spécifique.

L'utilisation des encres conductrices est une technique en pleine expansion ces dernières années. En effet, elle a l'intérêt d'être facilement transposable dans l'industrie



TABLEAU 2.4 – Tableau récapitulatif des différents procédés de métallisation d'élastomère.

Méthode	Principe	Avantages	Inconvénients
Métal liquide [46]	Métal liquide encapsulé ou dans des micro-canaux	Souplesse, conductivité correcte	Difficile à connecter, complexe à mettre en œuvre, coût élevé
Composite conducteur [55]	Ajout de charge conductrice (métal, carbone)	Souplesse, intrinsèque au substrat	Faible conductivité, difficile à mettre en œuvre
Polymère conducteur [73]	Dépôt d'un polymère conducteur	Transparence, bonne adhérence	Conductivité faible, matériel spécifique
Impression [39, 74, 75]	Impression d'encre conductrice	Conductivité moyenne, bonne adhérence	Solvant chimique, recuit, matériel spécifique
Dépôt physique direct [76]	Pulvérisation cathodique DC	Bonne conductivité, bonne adhérence	Dépôt contraint
Dépôt physique direct [37, 39, 40]	Évaporation (effet Joule, canon à électron)	Bonne conductivité	Adhérence faible, dépôt contraint, apport de chaleur
Dépôt physique indirect (report) [3, 44, 70, 77, 78]	Métallisation sur un substrat rigide puis transfert sur polymère	Bonne conductivité, bonne adhérence	Pelage ou couche sacrificielle, pollution chimique, relaxation des contraintes

pour des réalisations à grande échelle, comme avec le procédé « roll-to-roll » (à rouleaux) par exemple. Elle consiste à imprimer le motif avec une imprimante spécifique et une encre contenant des charges conductrices. Un recuit est ensuite nécessaire pour évaporer les solvants. Généralement, plusieurs passes d'impression sont réalisées pour obtenir des épaisseurs micrométriques [80]. La conductivité finale est correcte avec par exemple  $1,1 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$  pour Liu *et al.* [39] et  $1,1 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$  pour Cook *et al.* [80]. Cette conductivité est dépendante de nombreux paramètres tels que l'encre utilisée, la manière de la déposer et la température de recuit [74, 75]. Elle sera d'autant meilleure que la température sera élevée, avec des températures de recuit comprises entre 120 et 200 °C [74, 75], ce qui est incompatible avec le polyuréthane.

Une méthode plus classique est la métallisation directe par évaporation [37, 39, 40] ou par pulvérisation cathodique DC [76]. Ces procédés ont l'avantage d'utiliser des métaux très conducteurs ( $\sigma > 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) comme le cuivre, l'or ou l'aluminium. Une explication détaillée de chaque technique est effectuée dans les sections qui suivent. À la fin du dépôt, des contraintes peuvent faire apparaître des craquelures dans la métallisation et créer son délaminage. Pour limiter ces contraintes, un réglage spécifique du bâti de dépôt est requis (puissance, pression) et des pauses lors du dépôt peuvent être effectuées [41]. De plus, il a été proposé dans la littérature de rajouter une couche polymère tampon à la surface du polymère, comme le parylène C [76] ou le CYTOP® [41] par exemple, pour limiter les contraintes thermiques. Le parylène C nécessite un bâti de dépôt spécifique

non disponible dans l'équipe. Le CYTOP® se dépose par tournette et exige un recuit de 30 min pendant 180 °C [81] incompatible avec le substrat de PU. Des essais de dépôt métallique par évaporation et par pulvérisation cathodique DC ont été réalisés afin de déterminer le procédé le plus approprié au polyuréthane. Ces techniques ont été choisies car les dépôts ont une très bonne conductivité et elles peuvent être mises en œuvre au sein du laboratoire avec le matériel disponible.

Une variante est la métallisation indirecte, dite de report. Elle consiste à réaliser la métallisation par des procédés physiques directs, afin d'avoir une bonne conductivité, sur un substrat rigide classique (silicium, verre, etc.) puis à la transférer sur le substrat souple. Ceci permet de s'affranchir des problèmes d'adhérence du métal sur l'élastomère et de la dilatation thermique du substrat souple lors du dépôt de métal, qui crée des contraintes dans la métallisation. Le transfert nécessite que le métal puisse être libéré du substrat initial rigide. Pour cela la technique du pelage (« peeling ») est utilisée [70, 77]. Cependant, si l'accroche de la métallisation au substrat rigide est grande, le polymère peut être fortement étiré, ce qui endommage la métallisation. Ainsi, une couche sacrificielle est généralement utilisée pour permettre de décoller plus facilement le métal du substrat rigide soit par sa faible adhérence (exemple : le parylène C [78]), soit par sa gravure chimique (exemple : le Molybdène [44] ou le SiO<sub>2</sub> [3]). Le parylène C requiert une gravure physique pour être ensuite éliminé et ainsi accéder au métal, tandis que la gravure chimique peut polluer chimiquement et détériorer le substrat souple. De même, la couche métallique peut relâcher ses contraintes et donc déformer le substrat souple [44]. Cette technique de report a été testée par la suite car elle devrait permettre d'avoir une métallisation de bonne qualité grâce à l'utilisation d'un substrat tierce rigide.

### 2.3.2 Choix des métaux

Le métal déposé doit répondre à certaines contraintes pour être utilisé dans nos systèmes HF. Il doit être :

- bon conducteur pour avoir une épaisseur de peau ( $\delta_{\text{peau}}$ ) la plus faible possible et ainsi limiter les pertes conductrices (cf. § 1.3.1) ;
- souple pour ne pas contraindre le polymère ;
- facile et rapide à déposer ;
- peu coûteux.

Les métaux déposables au laboratoire par voie physique sont l'aluminium (Al), le cuivre (Cu), l'or (Au) et le platine (Pt). Leurs propriétés théoriques sont référencées dans le tableau 2.5. Notre choix s'est porté, dans un premier temps, sur l'aluminium, qui apporte le meilleur compromis souplesse/conductivité et qui est le moins coûteux de la liste. De même, le cuivre a été testé car il a la meilleure conductivité théorique. Des tests de métallisation ont également été effectués avec de l'or car il est très bon conducteur, souple et se dépose bien sur le PU [9]. Cependant, son prix important (environ 13000 € une cible d'or de deux pouces de diamètre et d'un quart de pouce d'épaisseur) ne nous permet pas de l'utiliser de manière régulière. Enfin, le platine est complètement abandonné car il a les moins bonnes caractéristiques physiques, ainsi qu'un coût très élevé.

Pour limiter les pertes métalliques, classiquement, une épaisseur de métal égale à 3 épaisseurs de peau est requise en HF, ce qui correspond à environ 2-3  $\mu\text{m}$  à 10 GHz pour les métaux choisis. Cependant, cette épaisseur est relativement élevée, ce qui va clamber le polymère. De même, une telle épaisseur est importante pour des dépôts par voie physique. Ils sont alors longs donc coûteux, et des problèmes d'adhésion et de qualité (craquelures, délaminages) peuvent apparaître, en particulier sur des polymères. Nous avons donc fait

TABLEAU 2.5 – Propriétés théoriques des métaux déposables au laboratoire.

Métaux	Conductivité électrique ( $\text{S.m}^{-1}$ )	Module d'Young (GPa)	$\delta_{\text{peau}}$ à 10 GHz ( $\mu\text{m}$ )	Remarques
Aluminium	$3,77 \times 10^7$	69	0,82	Métal souple et assez bonne conductivité
Cuivre	$5,96 \times 10^7$	124	0,65	Bonne conductivité mais relativement rigide
Or	$4,52 \times 10^7$	78	0,75	Relativement souple mais coût élevé
Platine	$9,66 \times 10^6$	168	1,62	Très rigide et épaisseur de peau élevée

un compromis entre toutes ces contraintes en fixant une épaisseur de métal d'environ 1  $\mu\text{m}$ .

### 2.3.3 L'évaporation

L'évaporation consiste à sublimer, sous vide, un métal qui va ensuite se condenser sur toutes les surfaces froides (surfaces du bâti et échantillons). La sublimation du métal demande un apport de chaleur important, par exemple, par effet Joule (dispositif de notre équipe) ou par un canon à électrons (dispositif de l'équipe « Microélectronique » de l'IETR). Cet apport de chaleur, transmis par rayonnement, a pour effet de dilater le polymère, qui en se refroidissant contraint la couche métallique. S'il est trop important, une dégradation irréversible du polymère est également possible. Les contraintes provoquent un délaminage et un décollement du dépôt en cas de fortes épaisseurs (plusieurs centaines de nm) (Figure 2.9a), ainsi que l'apparition de craquelures (Figure 2.9b). De plus, les atomes métalliques sublimés ne sont pas très énergétiques, donc leur adhérence au substrat est très faible. Ainsi, un simple scotch permet d'enlever le métal du polyuréthane, ce qui pose problème pour la réalisation du contact électrique lors des mesures en HF. Cette technique de dépôt a donc été abandonnée pour la suite de l'étude.

### 2.3.4 La pulvérisation cathodique

La pulvérisation cathodique DC est effectuée sur le bâti AC450 d'Alliance Concept® disponible à l'Institut des Matériaux de Nantes (IMN) dans l'équipe Ingénierie des Matériaux et Métallurgie (ID2M). Cette technique de métallisation est celle utilisée au LGEF pour électroder à l'or des films de PU. Les épaisseurs d'or déposées sont d'une centaine de nanomètres au maximum et la couche métallique a une bonne adhérence sur le substrat [9]. La pulvérisation cathodique DC consiste à créer un plasma réactif sous vide, dit « froid », qui va attaquer une cible métallique polarisée. Ceci va arracher des atomes du métal sous forme d'ions qui vont ensuite bombarder le substrat inversement polarisé. Les ions sont très énergétiques, ce qui favorise la bonne accroche du métal à la surface du substrat. De plus, un prétraitement du substrat par plasma à l'argon transforme chimiquement et

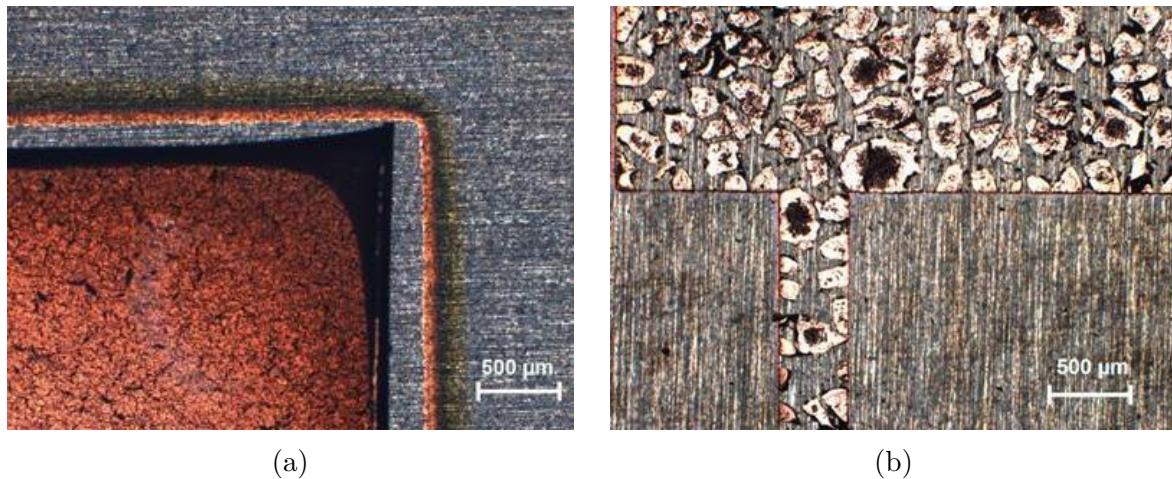


FIGURE 2.9 – Image au microscope optique a) du délaminage d’une couche de Cu déposée sur PU sur plan de masse en inox par évaporation (effet Joule) et b) de la craquelure d’une couche de Cu déposée sur PU sur plan de masse en inox par évaporation (canon à électrons).

attaque physiquement sa couche superficielle. Ces processus modifient l’énergie de surface et augmentent la rugosité du substrat, donc l’adhésion du métal à ce substrat [82]. La durée du décapage est de 3 min à 100 W, sous un débit d’argon de 50 sccm et à une pression de  $6 \times 10^{-2}$  mBar. Les dépôts sont ensuite réalisés à 50 W sous 50 sccm d’argon et à une pression de  $10^{-2}$  mBar.

Cette technique, de par l’utilisation d’un plasma « froid », chauffe moins le polymère que la technique par évaporation, ce qui limite sa dilatation. La couche métallique est donc moins contrainte et associée à sa bonne adhésion, elle ne délamine pas lors de dépôts d’une épaisseur de 1 µm sur le polyuréthane. De même, les couches métalliques déposées sur PU résistent au test du scotch même pour des épaisseurs micrométriques, ce qui permet une connexion pour les mesures hyperfréquences sans décollement de celles-ci. Lors du dépôt le PU est posé sur un substrat (verre, inox) pour être bien plan.

La vitesse de dépôt de l’aluminium, du cuivre et de l’or est, dans ces conditions, respectivement de 10, 16 et 30 nm/min environ suivant l’usure des cibles. L’aluminium est particulièrement lent à déposer, ce qui est relativement contraignant pour la réalisation de nos dispositifs. Les conductivités, mesurées par la méthode 4 pointes [83], des couches métalliques de 1 µm d’épaisseur déposées sur PU et sur verre (pour comparaison) sont présentées dans le tableau 2.6. Les conductivités sont moins importantes qu’en théorie. En effet, l’or déposé sur verre et sur PU présente une conductivité d’environ  $3,8 \times 10^7$  S.m<sup>-1</sup> (pour  $4,52 \times 10^7$  S.m<sup>-1</sup> en théorie). Le cuivre et l’aluminium déposés sur PU ont une conductivité deux fois moins importante que la valeur théorique. Pour chaque cas, le dépôt sur verre est de meilleure qualité. Ceci est dû aux contraintes thermiques plus faibles sur verre que sur PU et à l’état chimique de surface qui est différent entre les deux substrats. Cela favorise une meilleure croissance de la couche métallique sur verre que sur PU. De même, les dépôts de cuivre et d’aluminium sont fortement contraints avec finalement l’apparition de craquelures (Figure 2.10a). Pour relâcher ces contraintes, des pauses sont effectuées ce qui limite fortement l’apparition des craquelures (Figure 2.10b). Par exemple, le dépôt de 1 µm de cuivre, qui nécessite initialement environ 60 min suivant l’usure de la cible, est fractionné en six étapes. Le temps de dépôt avec les pauses est alors de 1 h 40 min, ce qui permet d’obtenir finalement un dépôt parfaitement lisse et brillant (Figure 2.11a).



TABLEAU 2.6 – Conductivité électrique ( $\text{S.m}^{-1}$ ) des métaux déposés par pulvérisation cathodique DC ( $1\text{ }\mu\text{m}$  d'épaisseur).

Métaux	Substrat de verre	Substrat de PU
Aluminium	$2,39 \times 10^7$	$1,91 \times 10^7$
Cuivre	$3,74 \times 10^7$	$2,93 \times 10^7$
Or	$3,80 \times 10^7$	$3,74 \times 10^7$

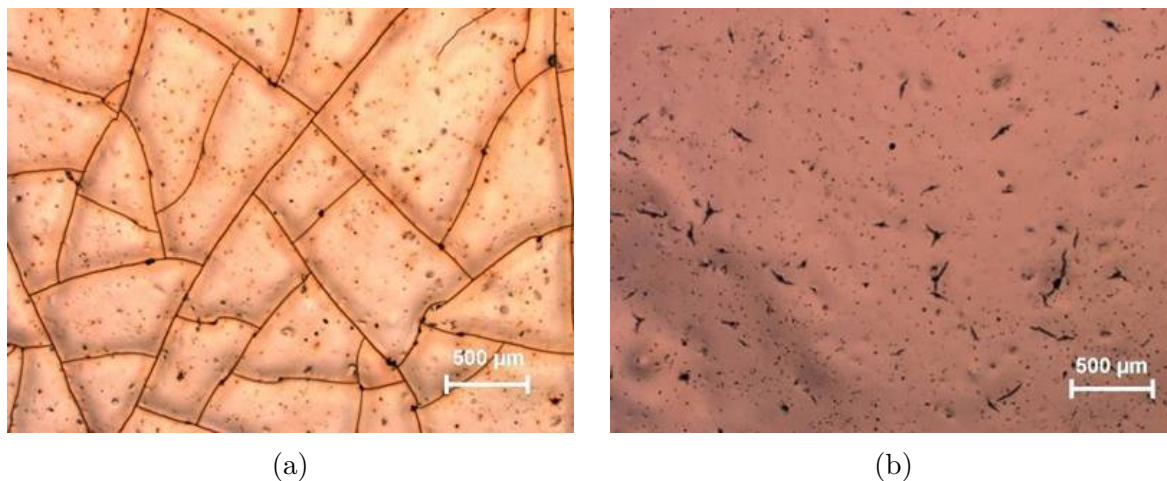


FIGURE 2.10 – Image au microscope optique de dépôt de Cu par pulvérisation cathodique DC sur PU87 a) sans et b) avec pause.

Ainsi, l'or est le métal le plus approprié pour être déposé par pulvérisation cathodique DC sur le PU. Cependant, son coût important limite son utilisation. Nous utiliserons donc le cuivre qui a une conductivité correcte sur PU ( $\approx 3 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) ainsi que l'aluminium. Cependant ce dernier est le moins bon candidat dans notre cas car il a une conductivité faible ( $\sigma \approx 1,91 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) et nécessite des temps de dépôt longs.

### 2.3.5 Conclusion

La métallisation du PU est le point le plus critique de la fabrication de l'antenne. Notre choix s'est porté sur la technique de dépôt par pulvérisation cathodique DC. Les conductivités obtenues sont supérieures à  $10^7 \text{ S.m}^{-1}$ , limitant ainsi les pertes conductrices. Les dépôts de cuivre et d'aluminium sur substrat de PU sont craquelés à cause des contraintes dans la métallisation. Afin de relâcher ces contraintes, des pauses ont été effectuées permettant d'avoir des dépôts plus homogènes.

La métallisation en or est quant à elle la plus appropriée car rapide, sans craquelure et de bonne qualité. Pour des raisons de coût ce matériau n'est employé que ponctuellement.

## 2.4 Mise en forme de la métallisation

La réalisation de dispositif HF requiert la mise en forme de la métallisation pour la réalisation des éléments transportant le signal HF. Deux techniques sont employées dans cette thèse et présentées dans les paragraphes suivants : le masque mécanique perforé et

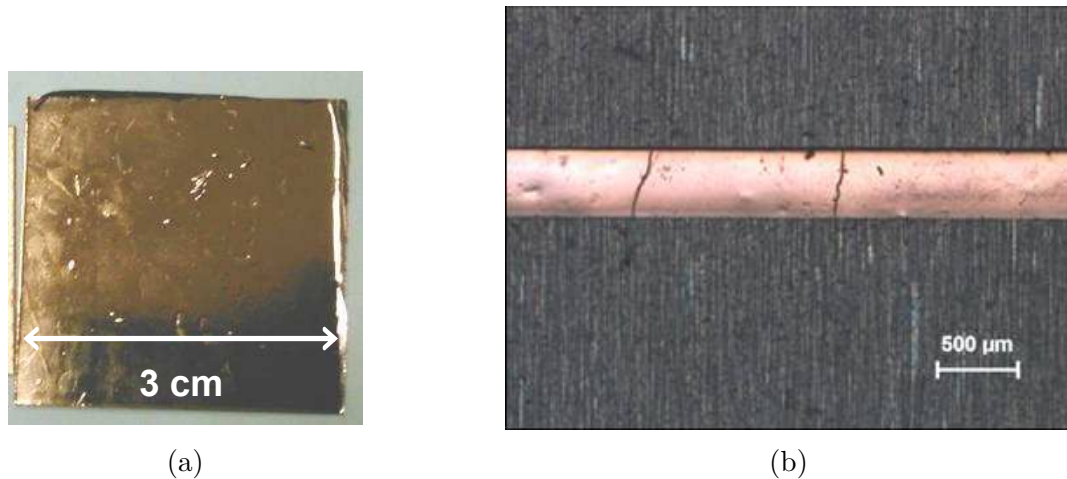


FIGURE 2.11 – a) Photographie d'un dépôt de Cu par pulvérisation cathodique parfaitement lisse et brillant sur PU soudé sur inox. b) Image au microscope optique des fissures dans une ligne microruban de cuivre (800 nm d'épaisseur) sur 150  $\mu\text{m}$  de PU sur plan de masse en inox à travers un masque mécanique.

la photolithogravure.

### 2.4.1 Le masque mécanique perforé

Le masque mécanique perforé, « shadow masking » en anglais, consiste en la technique du pochoir. Ce procédé est très simple à mettre en œuvre. Le motif à métalliser est préalablement découpé dans une plaque métallique (masque mécanique). Lors du dépôt, le masque mécanique est plaqué sur l'échantillon afin de protéger les zones du substrat qui ne doivent pas être métallisées [41]. Ce plaquage est réalisé à l'aide de pinces pour limiter la diffusion du métal sous le masque. L'épaisseur du masque mécanique (150  $\mu\text{m}$ ) provoque des effets d'ombrage sur les bords de la métallisation. Ceci limite la taille des motifs à quelques centaines de micromètres et crée localement des contraintes en plus de celles de la dilatation thermique du substrat de PU, en particulier dans les lignes de transmission réalisées en cuivre, créant des craquelures qui coupent le contact électrique (Figure 2.11b). De même, lors du dépôt d'aluminium, la métallisation est brûlée (noircie) sur les bords, signe d'une dégradation localisée du substrat (Figure 2.12a). Ce métal ne sera donc pas utilisé par la suite avec cette technique. La résolution obtenue est de l'ordre de la dizaine de micromètres ce qui est suffisant pour nos motifs antennaires qui, au minimum, sont larges de 400  $\mu\text{m}$  environ (2,5 % d'erreur environ).

Cependant, cette résolution et la taille des motifs réalisables sont insuffisantes pour des lignes de transmission telles que les lignes coplanaires (CPW, CoPlanar Waveguide) qui requièrent des gaps et des lignes de quelques dizaines de micromètres (cf. § 3.3.4). De plus, les formes géométriques réalisables par cette technique sont limitées. En effet, il n'est pas possible de définir des formes fermées, comme un anneau par exemple.

### 2.4.2 La photolithogravure directe et indirecte

La photolithogravure est une technique couramment utilisée en microélectronique. Elle consiste à déposer de la résine photosensible sur le substrat déjà métallisé. Cette résine est insolée par des UV à travers un masque optique représentant les motifs à définir, puis elle est développée dans une solution chimique afin de définir les motifs. Ainsi, une partie

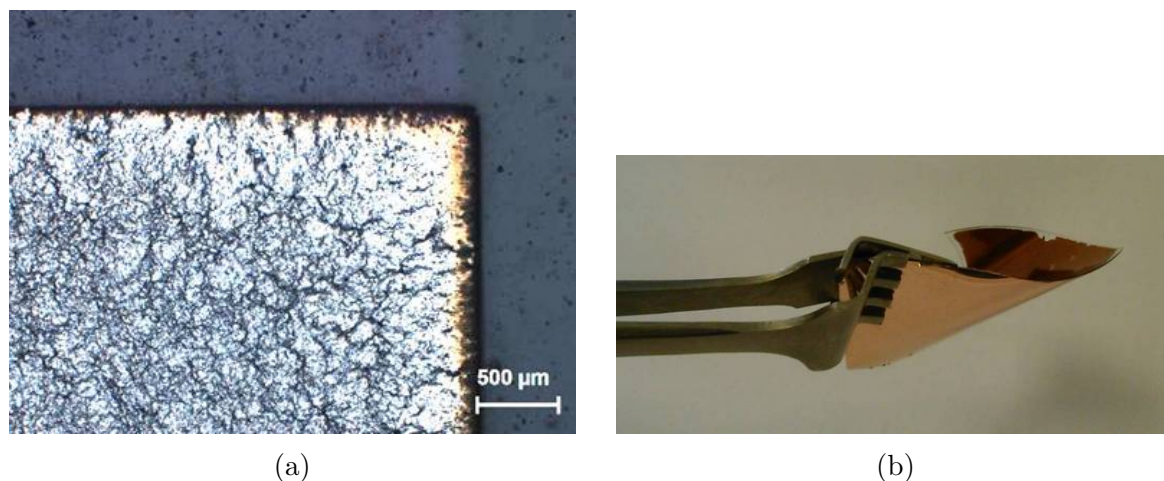


FIGURE 2.12 – a) Image au microscope optique d'un dépôt d'aluminium sur PU par pulvérisation cathodique à travers un masque mécanique. b) Photographie de l'enroulement d'un film de PU par la relaxation des contraintes de Cu lors du report de la métallisation.

de la métallisation est protégée par la résine tandis que le reste est libre. L'échantillon est alors plongé dans une solution de gravure (spécifique au type de métal à graver) qui attaque la zone non protégée. À la fin de la gravure, la résine est enlevée (« stripée ») à l'acétone. Cette technique permet de définir des motifs fermés contrairement au masque mécanique. Le métal étant déposé avant sur toute la surface de l'échantillon, il n'y a pas de craquelures dues aux effets de bord. Dans notre cas nous utilisons de la résine négative (Microposit™ S1818G2 de Shipley®), plus facile à mettre en œuvre que les résines positives, et un masque optique positif. La précision des motifs réalisés est plus grande que par « shadow masking » avec, pour notre matériel, une résolution de motif en résine de 3 – 4 micromètres.

Cette technique utilise de nombreuses solutions chimiques (la résine photosensible, l'eau, le développeur, la solution de gravure et l'acétone). La résistance du substrat à ces solutions est donc un point critique [78]. Pour cela, nous avons développé dans un premier temps la photolithogravure sur substrat de verre suivie d'un transfert de la métallisation sur PU (report). Dans un deuxième temps nous avons développé la photolithogravure directement sur substrat en PU (directe). La photolithogravure a été réalisée uniquement sur une métallisation en Cu. Sa gravure est effectuée par du perchlorure de fer ( $\text{FeCl}_3$ ) dilué en fonction de la quantité de cuivre à graver, pour avoir un temps de gravure et une sur-gravure convenables (respectivement quelques minutes et inférieure à 3 μm).

### La photolithogravure indirecte

Le cuivre est d'abord déposé sur un substrat de verre par pulvérisation cathodique. Ce substrat résiste parfaitement à toutes les solutions utilisées. Le motif est ensuite défini par photolithographie puis transféré sur le film de PU. Dans la littérature, nous avons vu qu'il était possible de transférer un motif métallique d'un substrat A (ici le verre) à un substrat B (ici le PU) [3, 44]. Ceci requiert généralement une couche sacrificielle sur le substrat A pour libérer la couche métallique grâce à une solution chimique. Cela augmente le temps et le coût de fabrication, et pose le problème de compatibilité entre la solution de gravure de la couche sacrificielle (généralement des acides ou solutions à base d'eau oxygénée) et le substrat polymérique. Le PU étant sensible aux acides et à l'eau oxygénée, une autre méthode a été utilisée. Cette variante consiste à jouer sur la

différence d'adhésion naturelle de la couche métallique avec les deux substrats sans couche sacrificielle et ainsi effectuer un pelage de la couche polymérique [70, 77]. En effet, lors de nos diverses manipulations, nous avons observé que l'adhésion du cuivre avec le polymère est plus forte que celle du cuivre avec le verre. Pour cela, le PU est alors soudé 5 min au Cu à l'étuve puis il est décollé du substrat de verre par pelage. Ainsi, le Cu est libéré du verre tout en restant collé sur le polymère. Lors de ce transfert, les contraintes dans le film de Cu se relâchent [44]. Par conséquent, le film de Cu/PU s'enroule sur lui-même (effet bilame), ce qui est un point gênant pour la réalisation d'une antenne patch membranaire (Figure 2.12b). De plus, lors du pelage, l'étirement du film provoque des craquelures dans le métallisation, ce qui rend finalement cette méthode inutilisable par la suite.

### La photolithographie directe

Des tests préliminaires ont été effectués afin de déterminer la tenue du PU à l'ensemble des solutions chimiques utilisées lors de la photolithographie. Le dépôt de résine directement sur le PU a montré que le polymère a tendance à se déformer pendant le séchage de la résine S1818G2 (évaporation des solvants) sur plaque chauffante à 95 °C. En pratique, la résine n'est pas en contact avec le PU car elle est déposée sur le métal à graver. Le PU est alors protégé, cette étape n'est donc pas critique. Un film de PU a été trempé dans une solution de développeur et de perchlorure de fer. Ces solutions aqueuses ne contiennent pas de solvant ni d'acide spécifique qui détériorent le polyuréthane d'après sa documentation technique [10]. Dans les deux cas, le film ne s'est pas déformé, confirmant que le PU n'est pas attaqué par ces solutions. Il est à noter qu'en pratique, lors du développement et pendant la majeure partie de la gravure, le PU est protégé de ces solutions par le métal. Ensuite, un test dans de l'acétone a montré que l'élastomère se déforme, signe de dommages sévères du polyuréthane, comme l'indique sa documentation technique [10]. Afin d'enlever la résine à la fin de la photolithographie, une très faible quantité d'acétone est utilisée grâce à une pissette (l'échantillon n'est pas immergé dans l'acétone) et un rinçage immédiat à l'eau pure, puis un séchage à l'air est effectué afin de ne pas détériorer le PU.

Des tests de photolithographie ont été effectués directement sur du Cu déposé sur PU. Le PU est préalablement soudé à un substrat de verre ou d'inox afin d'avoir une tenue mécanique suffisante pour la réalisation de l'ensemble des étapes. Aucune déformation du polymère n'est apparue et les motifs réalisés sont parfaitement définis avec une taille minimale de 10 µm environ (Figure 2.13). Ainsi, cette technique nous permet de réaliser des motifs plus petits que par masque mécanique avec une meilleure qualité de métallisation.

### 2.4.3 Conclusion

Pour conclure, la méthode par masque mécanique est bien adaptée pour la fabrication de l'antenne. Cependant, des craquelures dues aux contraintes dans la ligne d'alimentation peuvent apparaître à cause des effets de bord, coupant le contact électrique. La technique de la photolithographie du Cu sur verre reporté sur PU est intéressante car le métal est de très bonne qualité mais le relâchement des contraintes du dépôt métallique et les craquelures qui apparaissent dans le métal à cause de l'étirement du polymère sont problématiques. La photolithographie directe du cuivre sur PU87 est un procédé que nous avons mis au point : il est intéressant car le PU résiste bien aux produits chimiques utilisés. Cependant le PU doit être soudé sur un substrat de verre ou d'inox pour pouvoir réaliser l'ensemble des étapes, ce qui peut être contraignant à terme pour l'assemblage



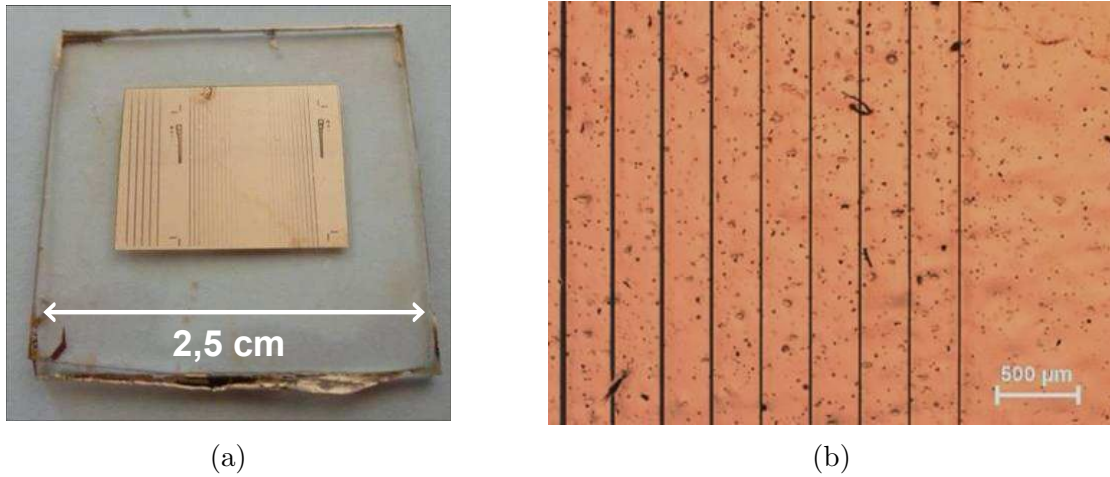


FIGURE 2.13 – a) Photographie et b) image au microscope optique du test de photolithographie du Cu directement sur film de PU soudé sur verre.

de la membrane sur le cadre antennaire. Lors de la réalisation des antennes, les résultats présentés ont donc été préparés par la technique du masque mécanique.

## 2.5 Simulations électromagnétiques 3D

### 2.5.1 Choix du logiciel de simulation

La conception de systèmes en HF requiert une modélisation numérique afin de prédire leurs comportements électromagnétiques (déterminer les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ ) et d'optimiser en conséquence leurs dimensions géométriques avant réalisation. De nombreux dispositifs HF vont être étudiés par la suite, tel qu'un système antennaire membranaire (cf. Chapitre 4 et 5), un stub résonant (cf. § 3.3.2) ou encore des lignes de transmission (cf. § 3.3.4). Ils ont tous un facteur de forme complexe avec en particulier des épaisseurs fines (une centaine de micromètres environ) pour de grandes surfaces (quelques  $\text{cm}^2$ ).

Nous avons donc choisi d'utiliser le logiciel commercial Ansoft HFSS® (High Frequency Structure Simulator) version 15 d'ANSYS [84] pour effectuer leurs modélisations numériques. Ce logiciel utilise la méthode FEM (Finite Element Method : méthode des éléments finis) pour calculer les champs électromagnétiques de système en trois dimensions et permet de traiter facilement des géométries et conditions aux limites complexes.

Ce logiciel nous donne, entre autres, les valeurs des paramètres  $S_{ij}$  de la structure, son impédance  $Z$ , son diagramme de rayonnement et son gain  $G$ , ce qui permet de déterminer son efficacité radiative  $\eta$ .

### 2.5.2 Réglages spécifiques

La procédure de simulation consiste à dessiner en 3D la géométrie du dispositif à simuler, en précisant les matériaux de chaque élément de la structure. Le modèle est entouré d'une boîte d'air pour modéliser l'espace ouvert, de sorte que le rayonnement simulé provenant de la structure soit absorbé et non réfléchi, afin ne pas fausser les résultats (Figure 2.14a). La boîte d'air doit être placée à  $\lambda/4$  de la fréquence de maillage, autour du système. L'alimentation réelle de la structure, d'impédance  $Z_0$ , avec un mode quasi-TEM, est simulée par un port d'excitation. Deux types de port peuvent être utilisés, le « LumpedPort » et le « Waveport » (Figure 2.14b). Le premier est plus facile à mettre

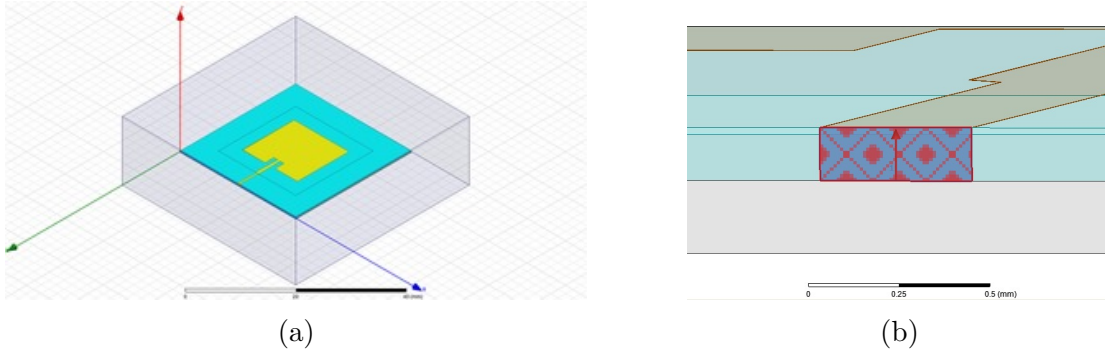


FIGURE 2.14 – a) Modèle 3D d’une antenne patch sur membrane de PU, entouré d’une boîte d’air pour les conditions aux limites du rayonnement et b) « LumpedPort » permettant de simuler l’excitation en mode quasi-TEM de l’antenne, sous HFSS®.

TABLEAU 2.7 – Comparaison des paramètres de simulations de l’antenne patch sous HFSS® avec et sans l’option « solve inside ».

Paramètres	Avec « solve inside »	Sans « solve inside »
Nombre de mailles	50662 tétraèdres	44019 tétraèdres
Nombre de passes	22	20
Mémoire utilisée	1,27 Go	1 Go
Temps de calcul	16 min 49 s	11 min 21 s

en œuvre que le second, mais son impédance d’entrée  $Z_0$  est imposée (généralement à  $50\ \Omega$  comme la majeure partie des appareils de mesures). Cette contrainte ne permet pas de déterminer celle du dispositif simulé. Il est utilisé par la suite pour l’antenne patch et le stub résonant, qui ont été préalablement dimensionnés pour avoir une impédance de  $50\ \Omega$ . Le deuxième est plus difficile à mettre en œuvre mais il n’impose pas d’impédance d’entrée, ce qui permet de vérifier l’impédance caractéristique du système. Il est donc adopté dans le cas de lignes à transmission (microruban et coplanaire) afin de vérifier leur bonne adaptation à  $50\ \Omega$ .

HFSS® est un logiciel qui dispose d’un mailleur adaptatif à une fréquence principale (ici notre fréquence de travail est 10 GHz, sauf mention contraire). Cette fonction permet de définir la localisation spatiale où les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  seront calculés. Le maillage est alors plus dense dans les zones où la valeur des champs varie rapidement et moins dense dans le cas contraire (Figure 2.15a). Ainsi, une bonne estimation du comportement électromagnétique est obtenue tout en optimisant le temps de calcul. Il fonctionne par passes successives de minimisation de la variation des paramètres  $S_{ij}$  jusqu’à un critère de convergence  $\Delta S$  que nous avons réglé égal à 0,005.

La métallisation sur polymère étant fine ( $t \approx 1\ \mu\text{m}$ ) (cf. § 2.3), le maillage est également réalisé à l’intérieur des conducteurs pour une meilleure prise en compte des pertes conductrices (option « solve inside »). Classiquement, le maillage n’est réalisé qu’en surface des conducteurs, la mise en place de cette option augmente donc le temps de simulation proportionnellement aux nombres de mailles ajoutées (Tableau 2.7).

Ensuite, les points de fréquence où les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  seront calculés précisément dans la bande de fréquence souhaitée, sont définis par le « sweep ». Trois réglages sont disponibles : « fast », « interpolating » et « discret ». Ils sont classés ici du moins précis

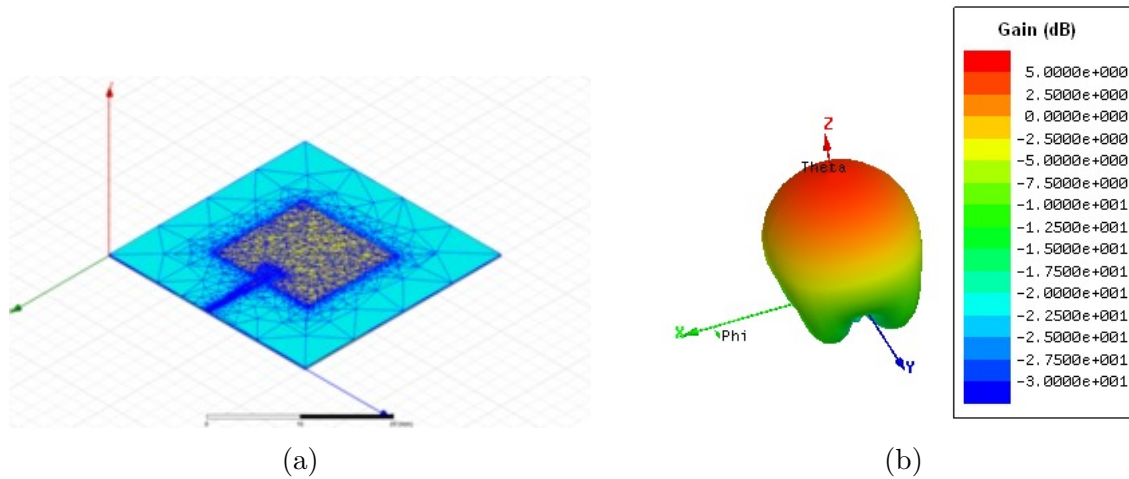


FIGURE 2.15 – a) Maillage adaptatif de l’antenne patch membranaire et b) son diagramme de rayonnement en 3D, simulé sous HFSS®.

au plus précis (respectivement du plus rapide au plus lent). Nous avons choisi l’option « interpolating » afin d’avoir un nombre de points de fréquence calculés optimisé pour avoir un bon compromis entre vitesse et précision de calcul. Lorsqu’une précision fréquentielle plus précise est nécessaire, nous avons utilisé l’option « discret ».

Finalement, pour l’exemple de l’antenne patch membranaire développée dans cette thèse (cf. § 4.3), le nombre de mailles dans la structure est de 50662 tétraèdres. La simulation requiert 1,24 Go de mémoire pour un temps de calcul de 16 min 49 s, ce qui est relativement rapide.

## 2.6 Conclusion du chapitre

En conclusion, nous avons mis en place des procédés technologiques utiles pour la réalisation de dispositif HF sur substrat en polyuréthane. La fabrication des films est effectuée par la mise en solution de granules de PU. Cette solution est ensuite déposée sur un substrat par un applicateur de film ou par tournette afin d’obtenir des films de respectivement 30 à 160  $\mu\text{m}$  et 0,7 à 2,6  $\mu\text{m}$ . L’assemblage des films de PU est effectué par soudage à chaud à l’étuve ou à la presse à chaud suivant le dispositif à réaliser. La métallisation du PU est le point technologique le plus critique. Nous avons décidé d’utiliser la méthode de dépôt physique par pulvérisation DC directe ou indirecte afin d’obtenir des films métalliques très conducteurs de 1  $\mu\text{m}$  d’épaisseur environ. Cependant, des craquelures peuvent facilement apparaître dans la couche métallique lors du dépôt direct sur PU, à cause des fortes contraintes dues à la dilatation thermique du substrat, ce qui oblige à faire des pauses lors du dépôt. La structuration de la métallisation pour les applications visées est effectuée soit par un masque mécanique perforé soit par photolithographie. Cette dernière a été mise en place directement sur PU lors de cette thèse.

Enfin pour dimensionner nos dispositifs HF, nous avons fait le choix d’utiliser le logiciel commercial Ansoft HFSS® (High Frequency Structure Simulation) version 15 d’ANSYS. En effet, il est parfaitement adapté pour les systèmes à facteur de forme complexe avec en particulier des épaisseurs fines de métallisation et de diélectrique comme dans notre cas.

# Chapitre 3

## Caractérisations diélectriques du Polyuréthane

### Sommaire

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>67</b>
<b>3.2</b>	<b>Caractérisations diélectriques en basse fréquence</b>	<b>68</b>
3.2.1	Principe	68
3.2.2	Résultats de mesure	69
<b>3.3</b>	<b>Caractérisations diélectriques en haute fréquence</b>	<b>71</b>
3.3.1	La cellule triplaque	71
3.3.2	Le Té résonant (stub)	72
3.3.3	La capacité MIM en HF	75
3.3.4	Les lignes de transmission coplanaires (GCPW)	77
<b>3.4</b>	<b>Évolution des propriétés diélectriques sur une large bande de fréquence</b>	<b>89</b>
3.4.1	Généralités	89
3.4.2	Analyse des mesures sur PU87	90
<b>3.5</b>	<b>Conclusion du chapitre</b>	<b>96</b>

### 3.1 Introduction

La conception d'une antenne imprimée, par exemple un « patch » rayonnant, nécessite la connaissance des propriétés diélectriques (la permittivité relative  $\varepsilon'_r$  et la tangente de perte  $\tan \delta$ ) du substrat support. Ces paramètres vont conditionner les dimensions du système antenne et ses performances radiatives. Comme il a été vu dans l'état de l'art, ses propriétés ne sont pas fournies par le fabricant du PU87. Par conséquent, une partie de cette thèse consiste à évaluer ses propriétés, en particulier à la fréquence de travail de l'antenne qui est de 10 GHz. La permittivité diélectrique complexe  $\varepsilon_r^*(\omega)$ , qui détermine la réponse d'un matériau à un champ électrique, est telle que :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega), \quad (3.1)$$

avec  $\omega = 2\pi f$  la pulsation du champ électrique sinusoïdal et  $f$  la fréquence.

Le facteur de perte diélectrique  $\tan \delta(\omega)$  est alors défini par le rapport de la partie imaginaire ( $\varepsilon''$ ) sur la partie réelle ( $\varepsilon'$ ) :

$$\tan \delta(\omega) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)}. \quad (3.2)$$

De même, la permittivité relative  $\varepsilon'_r(\omega)$  est définie par la relation suivante :

$$\varepsilon'_r(\omega) = \frac{\varepsilon'(\omega)}{\varepsilon_0}, \quad (3.3)$$

où  $\varepsilon_0$  est la constante diélectrique du vide ( $\varepsilon_0 \approx 8,8541 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ ).

Par la suite, la dépendance en fréquence ( $\omega$ ) de ces paramètres ne sera pas précisée pour des raisons de lisibilité du texte.

Les méthodes de caractérisation diélectrique des matériaux en HF peuvent être classées en deux catégories :

- les méthodes non-résonantes, utilisées pour connaître les propriétés électromagnétiques sur une large bande de fréquence,
- les méthodes résonantes, qui fournissent les propriétés diélectriques à une seule fréquence (ou à plusieurs fréquences particulières).

Les méthodes résonantes donnent généralement une meilleure précision que les méthodes non-résonantes. Le choix des techniques de caractérisations dépend de plusieurs facteurs qui sont :

- l'épaisseur requise de l'échantillon,
- le besoin de mise en forme spécifique, ou non, du matériau,
- la largeur spectrale visée et sa fréquence centrale,
- la facilité de mise en œuvre,
- et, bien évidemment, la disponibilité des équipements nécessaires à la caractérisation.

Considérant ces divers critères, quatre techniques ont été utilisées et développées dans cette thèse pour la caractérisation des films de PU87 en HF autour de 10 GHz. Ceci permet une étude comparative entre ces diverses techniques et avec les résultats issus de la littérature sur d'autres types de polyuréthane (cf. § 1.2.4). Les techniques choisies sont la méthode triplaque [33, 85], le stub résonant [33, 86], les capacités Métal-Isolant-Métal en HF (MIM-HF) [87] et les lignes de transmission coplanaires [88] avec plan de masse inférieur (Groundplane CoPlanar Waveguide : GCPW). Une étude préliminaire est effectuée à basse fréquence sur des capacités MIM (MIM-BF) [89, 90] afin de vérifier la bonne qualité des films préparés [9] et comparer finalement l'évolution des propriétés diélectriques du PU87 avec la littérature sur une large bande de fréquence.

## 3.2 Caractérisations diélectriques en basse fréquence

### 3.2.1 Principe

Une technique classique de détermination des propriétés diélectriques d'un matériau isolant en basse fréquence consiste en la caractérisation d'un condensateur plan métal-isolant-métal (MIM-BF) (Figure 3.1a) [89, 90]. Le condensateur réel peut être représenté schématiquement par une capacité  $C$  mise en parallèle avec une résistance  $R_d$  (Figure 3.1b) [89, 90]. La résistance  $R_d$  symbolise les pertes dans le matériau et la capacité  $C$  du condensateur est directement liée à la permittivité relative  $\varepsilon'_r$  du diélectrique entre les deux électrodes métalliques circulaires telle que :

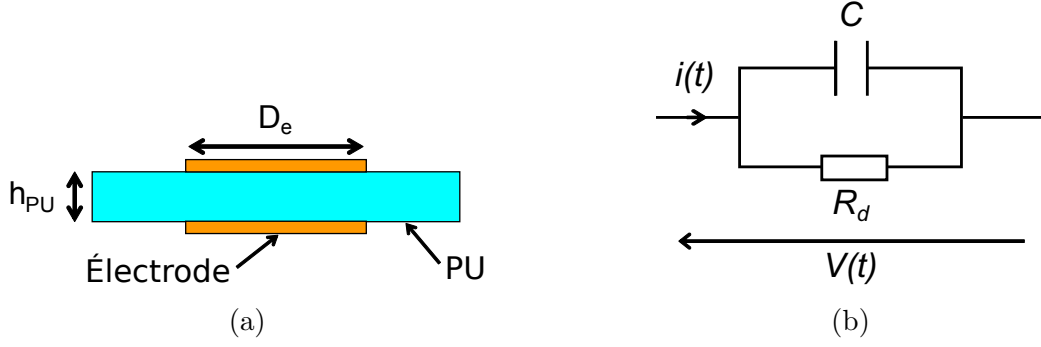


FIGURE 3.1 – a) Schéma vu en coupe et b) schéma électrique équivalent d'une capacité métal-isolant-métal (MIM) circulaire de diamètre  $D_e$  sur un film de PU d'épaisseur  $h_{PU}$ .

$$C = \varepsilon'_r \varepsilon_0 \frac{S}{h_{PU}}, \quad (3.4)$$

où  $S$  est la surface des électrodes circulaires de diamètre  $D_e$  et  $h_{PU}$  est l'épaisseur du diélectrique à caractériser entre les deux électrodes (ici le PU87). La précision de la mesure de la permittivité relative est donc dépendante des incertitudes dimensionnelles du condensateur.

De même, les pertes du matériau diélectrique  $\tan \delta$  sont déterminées en pratique par la mesure du déphasage  $\theta = \pi/2 - \delta$  entre la tension alternative  $V(t)$  appliquée au condensateur et le courant de sortie mesuré  $i(t)$  telles que :

$$\tan \delta = \frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)} = \frac{1}{R_d C \omega}, \quad (3.5)$$

où  $\omega$  est la pulsation (fréquence) de la tension de mesure. Ainsi, les pertes mesurées sont indépendantes de la géométrie du système.

Deux appareils ont été utilisés pour cette caractérisation afin d'avoir une grande gamme de fréquence de caractérisation. Le premier est un analyseur d'impédance *Solartron Instruments 1255*, appelé par la suite « Solartron », avec l'interface diélectrique *1296* permettant une mesure de  $10^{-1}$  à  $10^6$  Hz avec une tension AC de 1 V<sub>rms</sub> (mesures réalisées au LGEF à Lyon). Le deuxième est un analyseur d'impédance *Agilent 4294A* avec une station sous pointes, qui est disponible au sein du laboratoire, permettant une mesure de  $10^3$  à  $10^7$  Hz avec une tension AC appliquée de 0,5 V d'amplitude. Cette mesure sera appelée par la suite « Impédance ». Le premier appareil fournit le module de l'admittance complexe  $|Y^*|$  et le  $\tan \delta$ , tandis que le deuxième donne directement la capacité  $C$  et le  $\tan \delta$ . Le module de l'admittance complexe est relié à la permittivité relative par la relation suivante :

$$|Y^*| = \varepsilon'_r \sqrt{1 + (\tan \delta)^2} \frac{S \omega \varepsilon_0}{h_{PU}}. \quad (3.6)$$

### 3.2.2 Résultats de mesure

Plusieurs échantillons ont été caractérisés en basse fréquence par la méthode MIM-BF afin de vérifier la qualité des films fabriqués et les propriétés diélectriques des films en fonction de leurs méthodes de fabrication, donc de leurs épaisseurs. Les divers échantillons étudiés pour la caractérisation MIM en basse fréquence et leurs caractéristiques dimensionnelles sont présentés tableau 3.1. Les électrodes métalliques sont en cuivre de 200 nm



TABLEAU 3.1 – Dimensions des capacités MIM pour la caractérisation diélectrique du PU87 en basse fréquence (MIM-BF).

Type de dépôt	Épaisseur du diélectrique	Diamètre de l'électrode	Appareil de mesure utilisé	Nom de la mesure
Tournette	$1,64 \pm 0,01 \mu\text{m}$	$2,15 \pm 0,01 \text{ mm}$	Analyseur d'impédance	Tournette-Impédance
Applicateur de film	$37,1 \pm 1 \mu\text{m}$	$10 \pm 0,25 \text{ mm}$	Analyseur d'impédance	Applicateur-Impédance
Applicateur de film	$35 \pm 1 \mu\text{m}$	$10 \pm 0,25 \text{ mm}$	Solartron	Applicateur-Solartron

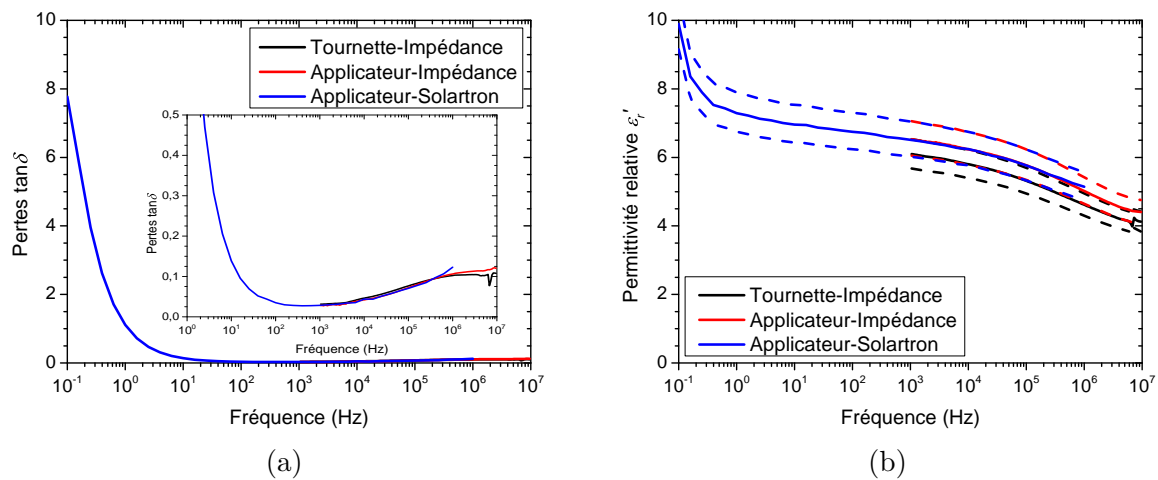


FIGURE 3.2 – Résultats de mesure par la méthode des capacités MIM en basse fréquence a) de la tangente de pertes diélectriques et b) de la permittivité relative sur des films de PU87 réalisés à l'applicateur de film et mesurés au Solartron (courbe bleue) ou à l'analyseur d'impédance (courbe rouge) et sur des films réalisés à la tournette et mesurés à l'analyseur d'impédance (courbe noire). Les courbes pointillées correspondent aux valeurs extrêmes calculées en prenant en compte les incertitudes dimensionnelles des capacités MIM.

d'épaisseur environ déposé par pulvérisation cathodique à travers un masque mécanique sur les films de PU87.

Les mesures des pertes diélectriques (Figure 3.2a) montrent un bon accord entre les deux appareils de mesure sur les films fabriqués à l'applicateur de film. De même, les pertes entre les films réalisés à l'applicateur de film et ceux réalisés à la tournette sont identiques. Les valeurs des permittivités extraites sont tracées figure 3.2b. Les courbes en traits pleins sont calculées à partir des dimensions moyennes des échantillons. Les courbes en pointillés représentent les valeurs extrêmes calculées en considérant les incertitudes sur l'épaisseur et sur la surface de l'électrode. Nous constatons un très bon accord entre la mesure au Solartron et les mesures à l'analyseur d'impédance. L'accord entre la valeur de la permittivité des films réalisés à la tournette et à l'applicateur de film est correct compte tenu des incertitudes dimensionnelles et de l'influence éventuelle de l'épaisseur sur les propriétés électriques [9]. Ainsi, le type de dépôt (méthode, épaisseur et solvant différents) ne modifie pas les pertes diélectriques des films de PU87, ni la permittivité relative à priori compte-tenu des incertitudes dimensionnelles des capacités MIM réalisées.

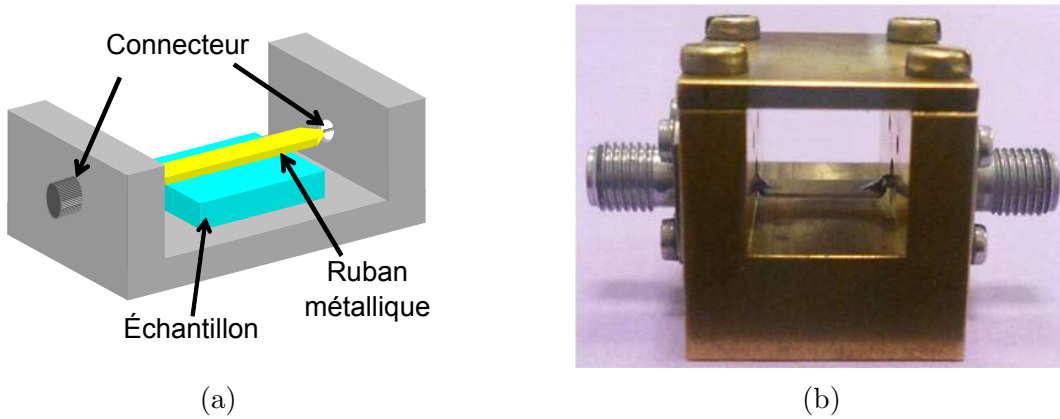


FIGURE 3.3 – a) Schéma 3D et b) photographie de la cellule triplaque. L'échantillon est inséré entre le ruban métallique suspendu et le plan de masse.

Nous ferons par la suite l'hypothèse que les propriétés diélectriques du PU87 sont stables quelle que soit l'épaisseur des films.

Les valeurs des pertes sont très variables en fonction de la fréquence (Figure 3.2a). Elles sont particulièrement élevées à basse fréquence avec une valeur de 8 environ à  $10^{-1}$  Hz. Ensuite, elles diminuent jusqu'à 0,025 à  $5 \times 10^2$  Hz puis augmentent à nouveau jusqu'à 0,1 environ dans la bande  $10^6 - 10^7$  Hz. La permittivité décroît continûment en fonction de la fréquence de 10 à 4,5 environ sur la bande  $10^{-1} - 10^7$  Hz, avec des inflexions corrélées aux pics de relaxation des pertes diélectriques (Figure 3.2b). Ces résultats de mesures sont en parfait accord avec ceux de Wongtimnoi sur PU88 dans la gamme  $10^{-1} - 10^6$  Hz [9], ce qui confirme la bonne qualité des films fabriqués.

Une analyse plus détaillée de l'évolution des propriétés diélectriques en fonction de la fréquence est effectuée par la suite dans la section 3.4.

### 3.3 Caractérisations diélectriques en haute fréquence

La caractérisation diélectrique du PU87 en haute fréquence est une première au sein de l'équipe *Matériaux Fonctionnels* de l'IETR site de Nantes. Par conséquent, plusieurs techniques de caractérisation ont été utilisées et développées afin de déterminer les propriétés diélectriques du PU87 dans cette gamme de fréquence.

#### 3.3.1 La cellule triplaque

##### Principe

Cette méthode a été développée au Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (LabSTICC) à Brest par P. Quéffelec *et al.* [85]. Récemment, elle a été utilisée par A-C. Tarot de l'IETR site de Rennes, pour la caractérisation de nouveaux substrats antennaires, en particulier des tissus [33].

Cette méthode de mesure large bande permet de déterminer la permittivité et la perméabilité complexes relatives ( $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$ ) de matériaux solides isotropes. Elle consiste à mesurer les paramètres  $S_{ij}$  d'une cellule de mesure contenant l'échantillon (Figure 3.3) et, par une analyse électromagnétique de la cellule basée sur une approche quasi-statique, d'extraire les propriétés du matériau. Cette approche quasi-statique consiste à représenter la section transversale de la ligne triplaque par une section droite équivalente constituée



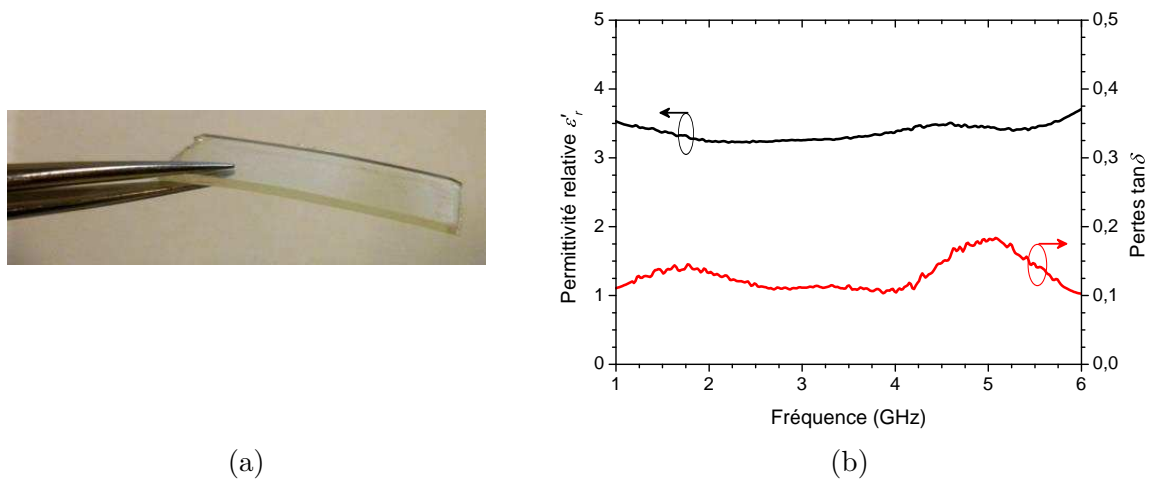


FIGURE 3.4 – a) Photographie de l'échantillon épais de PU87 ( $910 \pm 4 \mu\text{m}$ ) pour la caractérisation par la méthode triplaque. b) Résultats des mesures des propriétés diélectriques du PU87 par la méthode triplaque de 1 à 6 GHz [85].

d'un milieu homogène de permittivité et de perméabilité complexes effectives  $\epsilon_{\text{reff}}^*$  et  $\mu_{\text{reff}}^*$ . La gamme de fréquences exploitée avec la cellule de mesure est de 1 GHz à 6 GHz, ce qui est légèrement en deçà de notre fréquence de travail (10 GHz). Cette gamme de fréquence nous permet tout de même d'avoir une valeur indicative des propriétés diélectriques du PU87 en haute fréquence afin de dimensionner les échantillons pour les autres techniques de caractérisations utilisées dans cette thèse et présentées par la suite. La précision des résultats est élevée, avec une erreur relative inférieure à 5 % [85].

### Résultats de mesure

Les échantillons doivent se présenter sous la forme de plaquettes rectangulaires d'une épaisseur d'un millimètre au maximum. Pour des valeurs inférieures, une correction automatique est effectuée par le logiciel de traitement fourni avec la cellule de mesure. Cependant, une épaisseur trop faible diminue considérablement la fiabilité des mesures. Ceci nous oblige à effectuer une mise en forme spécifique de notre matériau pour obtenir une valeur proche de 1 mm. Elle consiste à un assemblage de plusieurs films minces par pressage à chaud (cf. § 2.2.3) [72]. Les épaisseurs obtenues sont alors de  $910 \pm 4 \mu\text{m}$  (Figure 3.4a).

Les mesures ont été effectuées à l'IETR site de Rennes. La permittivité relative et le facteur de perte varient respectivement de 3,22 à 3,71 et de 0,10 à 0,18 sur la bande de fréquence 1 – 6 GHz (Figure 3.4b). Ainsi, le PU87 a, d'après cette technique, une permittivité relative de l'ordre de 3,5 et un facteur de perte d'environ 0,1. Ces valeurs sont en accord avec l'état de l'art (cf. § 1.2.4). Cette première estimation des propriétés diélectriques du PU87 nous est utile par la suite pour dimensionner les lignes de transmission et des capacités MIM pour les autres techniques de caractérisations qui sont directement applicables sur les films de PU87 fabriqués.

### 3.3.2 Le Té résonant (stub)

#### Principe

La première étape de cette technique consiste à mesurer le paramètre de transmission  $S_{12}$  d'un Té résonant  $\lambda/4$ , dit stub, « imprimé » sur le film de PU87 à caractériser (Fi-

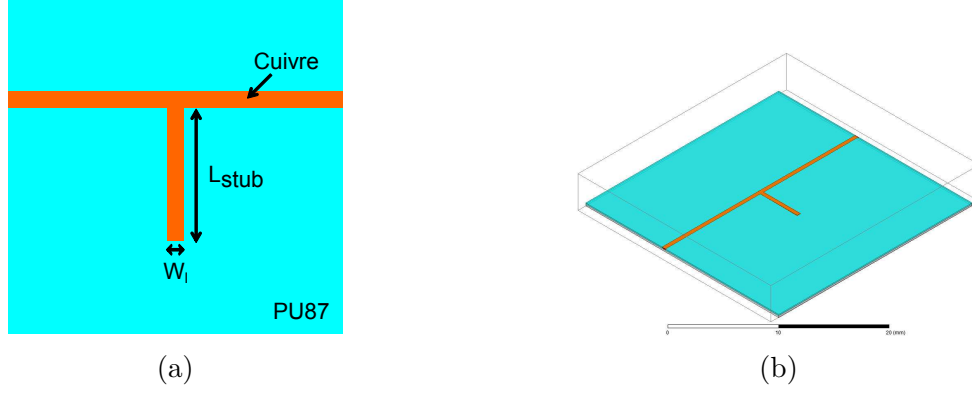


FIGURE 3.5 – a) Schéma vu de dessus d'un Té résonant (stub) « imprimé » sur substrat de PU87 avec  $L_{stub} = 4,802$  mm et  $W_l = 0,430$  mm. b) Design HFSS® du Té résonant utilisé pour la rétrosimulation afin de déterminer les propriétés diélectriques du PU87.

gure 3.5a) [86]. Un pic de résonance apparaît à une certaine fréquence  $f_{res}$ , suivant les propriétés du substrat diélectrique et les dimensions du système tel que [91] :

$$f_{res} = \frac{c}{4 \times L_{stub} \times \sqrt{\varepsilon'_{reff}}}, \quad (3.7)$$

où,  $L_{stub}$  est la longueur du stub et  $\varepsilon'_{reff}$  est la permittivité relative effective qui est définie, pour une ligne microruban, par l'équation d'Hammerstad [92] :

$$\varepsilon'_{reff} = \frac{\varepsilon'_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon'_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h_{PU}}{W_l} \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.8)$$

où,  $h_{PU}$  est l'épaisseur du substrat diélectrique (PU87) et  $W_l$  est la largeur de la ligne microruban. Cette équation est valable si  $h_{PU} < W_l$  et  $W_l/h_{PU} > 1$ .

Ensuite, le comportement électromagnétique du stub résonant est simulé en 3D avec le logiciel ANSYS HFSS® software v15 [84] (Figure 3.5b). La valeur de la permittivité relative et celle du facteur de perte du substrat sont modifiées dans le logiciel afin de faire correspondre la courbe du  $S_{12}$  simulée à celle mesurée. Plus spécifiquement, le facteur de perte a un effet prépondérant sur la largeur du pic de résonance (c.-à-d. le facteur de qualité  $Q$  du stub résonant) et la permittivité relative a un effet prépondérant sur la fréquence de résonance [91]. Le facteur de qualité est défini par l'équation suivante :

$$Q = \frac{f_{res}}{\Delta f_{res-stub}} = \frac{1}{\tan \delta}, \quad (3.9)$$

où  $\Delta f_{res-stub}$  est la bande de fréquence à +3 dB de la fréquence de résonance du Té résonant. Une simulation comparative est également effectuée avec le logiciel de simulation circuit Advanced Design System (ADS®) de Agilent Technologies [93].

Cette méthode a pour avantage d'être simple, rapide et parfaitement adaptée aux épaisseurs des films de PU87 réalisables par applicateur de film (environ 100–200  $\mu\text{m}$ ) [86]. Cependant, cette mesure est propagative. Elle est donc influencée par la qualité de la métallisation, ce qui impose de bien connaître la valeur de la conductivité du cuivre déposé afin de ne pas surestimer les pertes diélectriques extraites à cause des pertes conductrices. De même, l'ajustement des courbes est réalisé au jugé de l'opérateur.

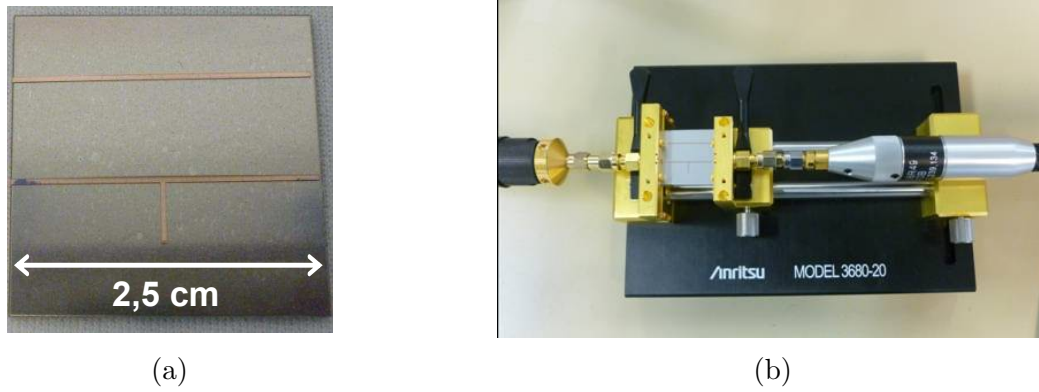


FIGURE 3.6 – a) Stub résonant métallisé sur du PU87 (130  $\mu\text{m}$ ) soudé à un plan de masse en inox. b) Photographie du stub résonant connecté à l'analyseur réseau via la cellule de mesure Anritsu® *Universal test fixture 3680-20*.

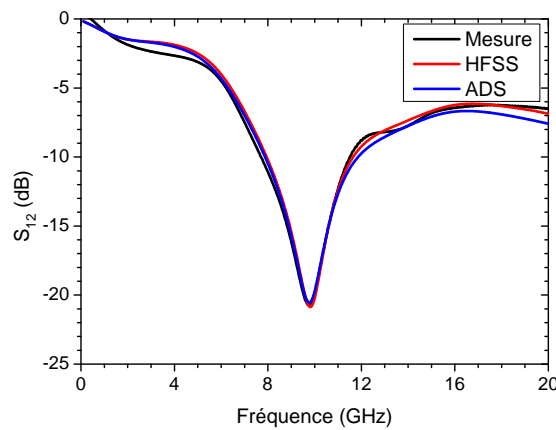


FIGURE 3.7 – Résultats de mesure du paramètre  $S_{12}$  du stub résonant sur PU87 (courbe noire) et rétrosimulations du stub avec le logiciel HFSS® (courbe rouge) et ADS® (courbe bleue) avec  $\epsilon'_r = 3,41$  et  $\tan \delta = 0,087$ .

### Résultats de mesure

Un film de PU87 avec une épaisseur de 130  $\mu\text{m}$  est soudé à un plan de masse en inox. La largeur et la longueur du stub résonant sont respectivement de 0,430 mm et 4,802 mm afin d'avoir une impédance et fréquence de résonance proches respectivement de 50  $\Omega$  et de 10 GHz (Figure 3.5a et 3.6a). Ces dimensions ont été déterminées avec la valeur de la permittivité relative mesurée par la méthode triplaque (environ 3,5). La métallisation est réalisée avec 800 nm de cuivre par pulvérisation cathodique à travers un masque mécanique sur l'échantillon de 2,5 cm de côté (Figure 3.6a).

Le paramètre  $S_{12}$  est mesuré grâce à la cellule de mesure Anritsu® *Universal test fixture 3680-20* (Figure 3.6b) connectée à l'analyseur réseau Rhode & Swartz® ZVA24. Un bon accord entre la mesure et la simulation est obtenu pour  $\epsilon'_r = 3,41$  et  $\tan \delta = 0,087$  avec ADS® et HFSS® (Figure 3.7). Ces valeurs sont concordantes avec la littérature et la mesure par la méthode triplaque.

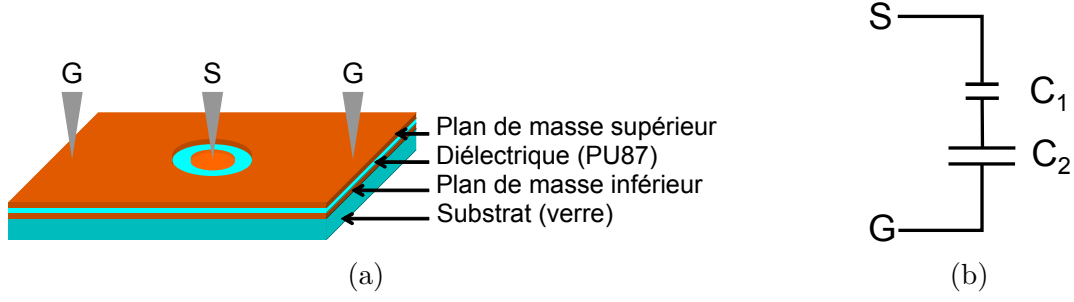


FIGURE 3.8 – a) Schéma en 3D de la structure MIM en HF. b) Schéma électrique équivalent de la structure MIM-HF connecté au VNA par une pointe GSG, avec  $C_1$  la capacité entre la pastille et le plan de masse inférieur et  $C_2$  entre le plan de masse inférieur et le plan de masse supérieur.

### 3.3.3 La capacité MIM en HF

#### Principe

Le principe de mesure est le même qu'en basse fréquence. Il consiste à mesurer l'impédance complexe d'une capacité MIM pour remonter aux propriétés diélectriques du matériau isolant. Cependant, en haute fréquence, la mesure se fait avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA) Agilent® *E8364B*. Celui-ci est couplé à une station sous pointes *PM5* de Süss MicroTec® avec une pointe GSG (Ground Signal Ground, Masse Signal Masse) *ACP Probe* de CascadeMicrotech®. L'utilisation d'une pointe GSG impose donc de pouvoir contacter les deux électrodes de la capacité MIM en surface de l'échantillon. Ainsi, la structure MIM est modifiée par la réalisation d'un plan de masse supérieur. Cette structure proposée par Z. Ma *et al.* [87] pour réaliser ce contact est représentée schématiquement figure 3.8a. Elle consiste à déposer de part et d'autre du diélectrique un plan de masse puis à réaliser par photolithographie une électrode circulaire (pastille) dans le plan de masse supérieur afin de définir la capacité MIM. Son schéma électrique équivalent est alors composé de deux capacités en série (Figure 3.8b). La première, notée  $C_1$ , est la capacité entre la pastille et le plan de masse inférieur tandis que la deuxième, notée  $C_2$ , est la capacité entre le plan de masse inférieur et le plan de masse supérieur. Cette dernière possède une très grande surface, elle a donc une valeur très grande par rapport à  $C_1$ . Nous utilisons donc l'approximation que la capacité totale mesurée  $C$  est égale à  $C_1$  par la suite. Cette technique a l'avantage de ne pas être propagative, par conséquent les pertes métalliques sont faibles.

En pratique, la mesure de la capacité MIM avec une pointe GSG reliée à un VNA permet d'obtenir le paramètre de réflexion  $S_{11}$  de l'échantillon. Il est alors possible de définir l'impédance complexe  $Z^*$  de la capacité MIM [87] :

$$Z^* = \frac{S_{11} + 1}{S_{11} - 1} \times Z_0, \quad (3.10)$$

où  $Z_0$  est l'impédance du port de mesure du VNA ( $Z_0 = 50 \Omega$ ).

Le facteur de perte du diélectrique et la capacité du condensateur sont alors définis respectivement tels que [87] :

$$\tan \delta = \frac{-\operatorname{Im} \left[ \frac{1}{j\omega Z^*} \right]}{\operatorname{Re} \left[ \frac{1}{j\omega Z^*} \right]} = \frac{-\operatorname{Re} [Z^*]}{\operatorname{Im} [Z^*]}, \quad (3.11)$$

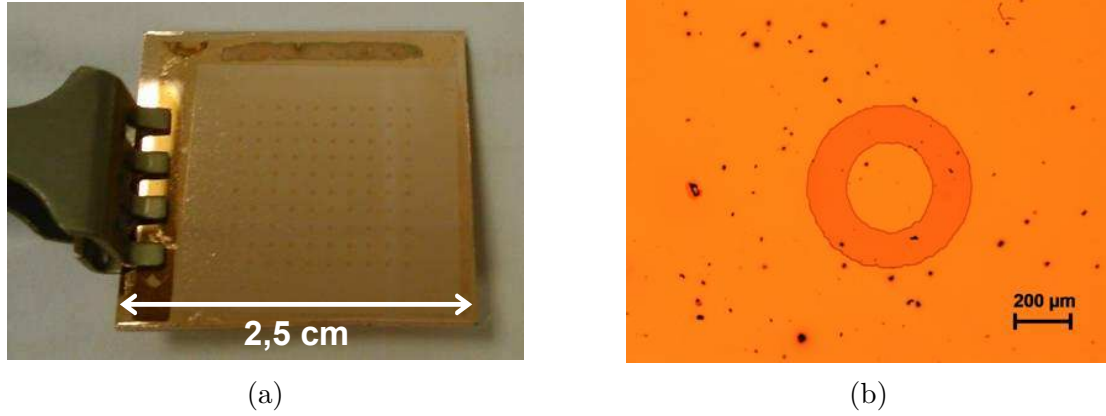


FIGURE 3.9 – a) Photographie et b) image au microscope optique de capacités MIM-HF réalisées par photolithogravure du cuivre sur PU.

$$C = \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{j\omega Z^*} \right] = \varepsilon'_r \varepsilon_0 \frac{S}{h_{PU}}. \quad (3.12)$$

Ainsi, comme en basse fréquence, l'extraction de la permittivité relative est dépendante des dimensions géométriques.

Pour minimiser l'erreur sur la mesure de l'impédance de la capacité MIM par la VNA, la valeur de l'impédance de la capacité ne doit pas être trop grande, ni trop faible. Par conséquent, la valeur de la capacité  $C$  est importante [87]. D'après l'analyse d'erreur effectuée par Z. Ma *et al.* [87], elle doit être proche de 3,3 pF pour une mesure à 1 GHz par exemple.

Il est donc nécessaire d'avoir une épaisseur de diélectrique faible et une grande surface pour atteindre cette valeur. Or, les dimensions de la surface sont contraintes par l'empattement de la pointe GSG, qui est dans notre cas de 400 µm. Des films fins proscrirent l'utilisation des films réalisés à l'applicateur de film. Nous avons donc fait le compromis de réaliser des pastilles d'environ 300 µm de diamètre avec un diamètre extérieur d'environ 600 µm sur des dépôts d'environ 1,5 µm réalisés à la tournette, ce qui permet d'obtenir une capacité d'environ 1,5 pF.

### Résultats de mesure

La fabrication de l'échantillon de mesure suit le protocole suivant. Dans un premier temps, une plaque de verre, qui sert de support mécanique à l'ensemble, est métallisée via pulvérisation cathodique avec 1 µm de Cu afin de réaliser le plan de masse inférieur de la structure. Ce plan de masse doit être suffisamment épais et conducteur afin de ne pas induire de pertes conductrices parasites entre les deux capacités [87]. Ensuite, un film de  $1,5 \pm 0,01$  µm de PU87 à caractériser est déposé à la tournette. L'électrode supérieure est effectuée par pulvérisation cathodique avec 1 µm de Cu, puis la pastille circulaire est définie par une photolithogravure directe du Cu sur PU87 (Figure 3.9). Avec la résolution du masque plastique utilisé lors de la photolithogravure et la sur-gravure du cuivre, le diamètre intérieur final de la capacité MIM est de  $312 \pm 5$  µm et son diamètre extérieur final est de  $597 \pm 5$  µm.

La mesure est effectuée de  $10^7$  à  $10^{10}$  Hz. Les résultats de mesures sont présentés figure 3.10. Le facteur de perte sur cette bande de fréquence est relativement constant avec une valeur proche de 0,1. La permittivité calculée est fonction des incertitudes géométriques des pastilles comme en basse fréquence. La valeur de  $\varepsilon'_r$ , extraite à partir des

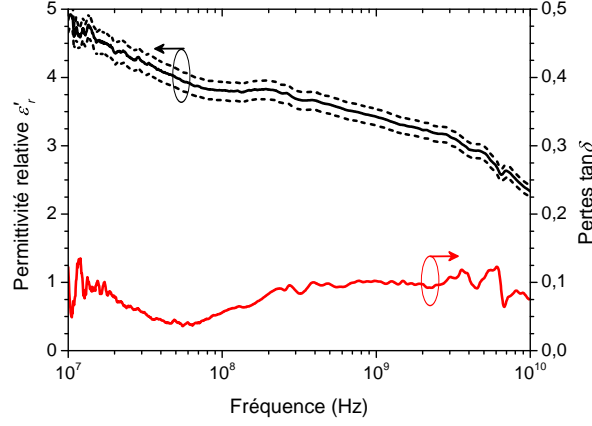


FIGURE 3.10 – Résultats de mesure des propriétés diélectriques du PU87 par la méthode des capacités MIM en HF de  $10^7$  à  $10^{10}$  Hz. Les courbes en pointillées représentent la valeur de  $\epsilon'_r$  extraite extrême en prenant en compte les incertitudes dimensionnelles de la capacité MIM.

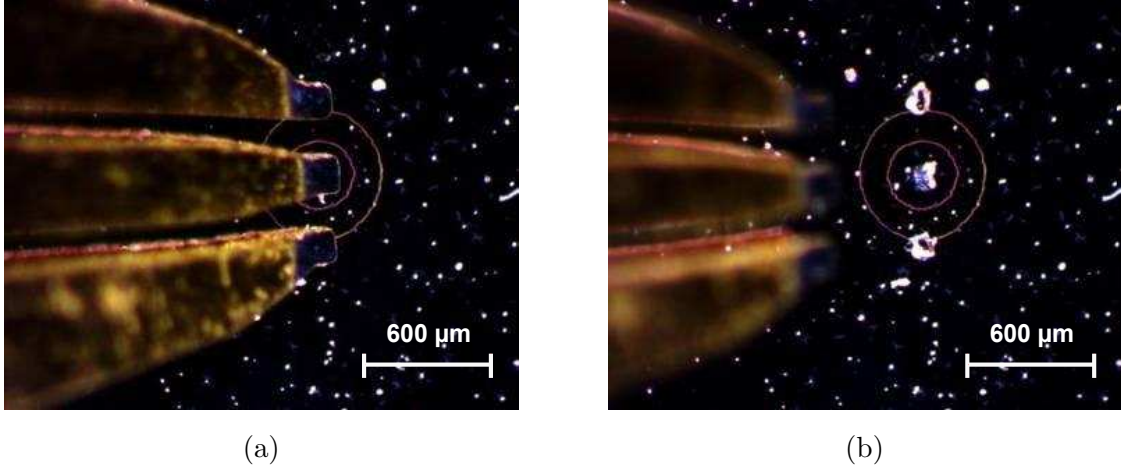


FIGURE 3.11 – Images au microscope optique a) du contact des pointes GSG sur une capacité MIM et b) du métal abîmé à cause des pointes.

dimensions moyennes de l'échantillon, décroît de 4,52 à 2,18. Ceci est en accord avec les mesures précédentes.

La mesure sur PU87 avec une station sous pointes est particulièrement complexe à cause de la souplesse du substrat et de la faible épaisseur de la métallisation. En effet, le contact avec la pointe déforme le substrat car il est mou et abîme la métallisation en cuivre (Figure 3.11), ce qui rend la mesure plus difficile.

### 3.3.4 Les lignes de transmission coplanaires (GCPW)

Une autre technique de caractérisation large bande consiste en l'étude de lignes de transmission « imprimées » sur le substrat diélectrique. Cette technique peut, suivant les dimensions du substrat et des lignes de transmission, être utilisée jusqu'à la centaine de GHz suivant les appareils de mesures (VNA et pointes GSG) employés [88]. Ceci va ainsi nous permettre de caractériser le PU87 sur une large bande de fréquence autour de 10 GHz. Deux types de lignes de transmission sont généralement employés dans cette méthode, la ligne microruban (Figure 3.12a) [94] et la ligne coplaire (CPW, CoPlanar Waveguide)



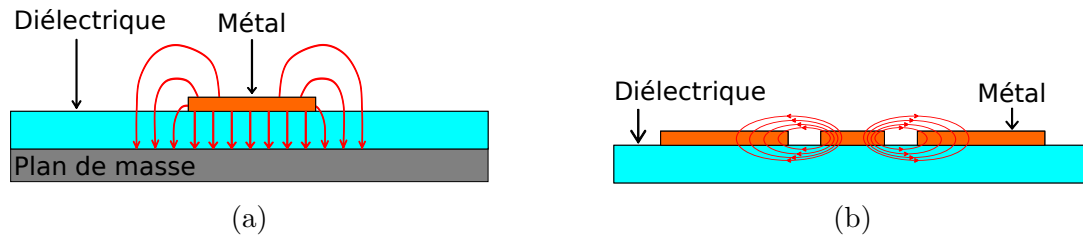


FIGURE 3.12 – Schémas 2D vu en coupe a) d'une ligne microruban et b) d'une ligne CPW, adaptés de [96]. Les flèches rouges représentent les lignes de champ  $\vec{E}$ .

(Figure 3.12b) [95]. L'onde HF transmise d'une extrémité à l'autre de ces lignes interagit avec le substrat diélectrique. Cette technique est donc propagative et la transmission est par conséquent dépendante des propriétés diélectriques du substrat. Elle est également sensible aux pertes dans la métallisation. Une dissociation des pertes diélectriques et des pertes conductrices doit donc être effectuée.

La structure CPW est bien adaptée pour la caractérisation diélectrique large bande de substrat diélectrique souple [88] même si l'interaction entre l'onde HF et le diélectrique est moins importante que dans une ligne microruban. En effet, elle confine moins le champ  $\vec{E}$  dans le substrat diélectrique que cette dernière (Figure 3.12) [96]. Cependant, la position du plan de masse en surface facilite la connexion avec un VNA via une station sous pointes lors des mesures. De plus, le gap  $s$  est un paramètre supplémentaire (à la largeur de la ligne  $w$ ) pour obtenir une impédance de  $50 \Omega$ , à épaisseur de substrat donnée. Plus particulièrement, nous nous sommes intéressés aux lignes coplanaires avec un plan de masse inférieur pour faciliter la tenue mécanique du diélectrique souple lors de la mesure, nommées Ground CoPlanar Waveguide (GCPW).

La détermination des propriétés diélectriques du substrat sur une large bande de fréquence à partir du paramètre de transmission  $S_{12}$  de la ligne mesurée peut être réalisée de plusieurs manières. Par exemple, elles peuvent être déterminées par une rétro-simulation de la ligne avec un calcul électromagnétique basé sur une approche dans le domaine spectral (SDA) ou basé sur une méthode d'éléments finis (FEM) [88]. Une autre méthode consiste à effectuer une extraction directe des propriétés diélectriques par un modèle analytique [97]. Nous avons choisi d'utiliser et de développer la méthode analytique car elle est plus simple et plus rapide à mettre en œuvre au sein de l'équipe et moins consommatrice de ressources de calcul.

Cette section présente tout d'abord le dimensionnement des lignes coplanaires et la méthode de calibration du VNA choisie, ainsi que la procédure de réalisation des échantillons. Ensuite, la méthode d'extraction analytique des propriétés diélectriques utilisée et optimisée par l'estimation des pertes conductrices est exposée. Enfin une étude de l'extraction en fonction de l'épaisseur du métal déposé est réalisée.

### Topologie GCPW, calibration TRL et réalisation

#### a) Dimensionnement des lignes GCPW

Une ligne GCPW est composée d'une ligne de transmission microruban de longueur  $L$  et de largeur  $w$  avec des plans de masse supérieurs de largeur  $g$  de part et d'autre de cette ligne (Figure 3.13a). Le gap  $s$  entre la ligne et le plan de masse supérieur doit être très petit devant l'épaisseur du diélectrique  $h_{PU}$  afin de bien guider l'onde HF ( $s \ll h_{PU}$ ).

En pratique, pour déterminer les propriétés diélectriques du PU87, nous allons mesurer les paramètres  $S_{ij}$  de la ligne. Pour cela, la mesure est effectuée avec un VNA avec des

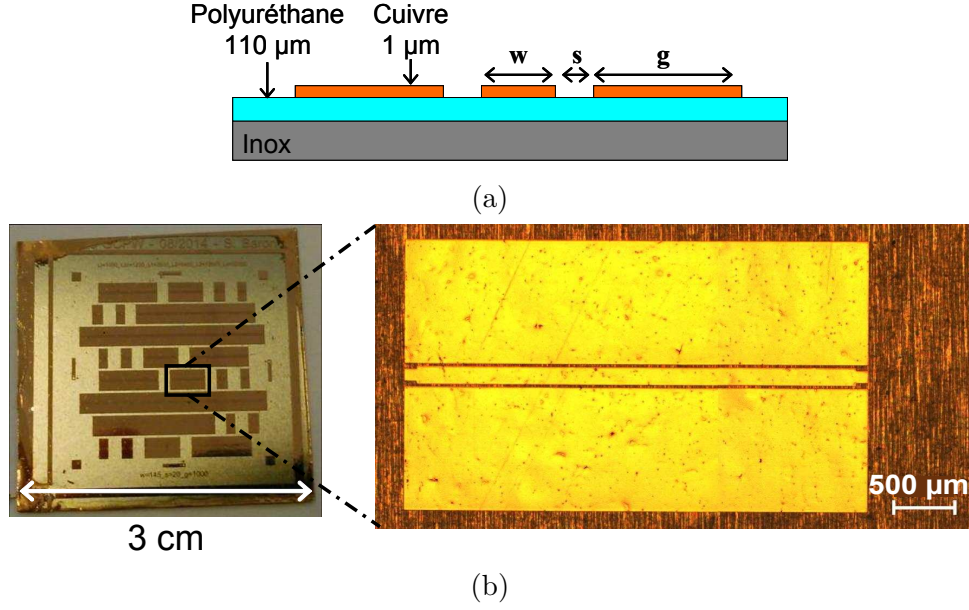


FIGURE 3.13 – a) Schéma 2D vu en coupe d'une ligne de transmission coplanaire avec plan de masse inférieur (ligne GCPW) avec en pratique :  $w = 139 \mu\text{m}$  ;  $s = 26 \mu\text{m}$  et  $g = 1 \text{ mm}$ . b) Photographie d'un substrat de PU87 soudé sur un plan de masse en inox avec des lignes GCPW en cuivre de  $1 \mu\text{m}$  d'épaisseur et zoom au microscope optique d'une ligne GCPW.

pointes GSG, via une station sous pointes, afin de réaliser le contact avec la ligne GCPW. Par conséquent la taille des pointes GSG utilisées est une contrainte importante pour le dimensionnement de la ligne GCPW. Les pointes choisies pour cette étude ont un empattement de  $250 \mu\text{m}$ . Le gap  $s$  et la largeur de la ligne  $w$  sont limités par cet empattement ainsi que par la résolution de la photolithogravure du cuivre réalisable (environ  $15\text{-}20 \mu\text{m}$ , cf. § 2.4.2). Nous avons donc défini  $s = 20 \mu\text{m}$  sur le masque photolithographique. De même des films de PU87 de  $110 \mu\text{m}$  d'épaisseur sont utilisés. Ceci permet de respecter la contrainte  $s \ll h_{PU}$ . Considérant ces paramètres, la largeur de la ligne a été définie à une valeur de  $w = 145 \mu\text{m}$ , pour avoir une impédance proche de  $50 \Omega$  à  $10 \text{ GHz}$ , à l'aide du logiciel TX-line® de National Instruments™ [98]. L'épaisseur de métallisation est choisie à  $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$  pour limiter, autant que possible, les pertes conductrices. La largeur  $g$  des plans de masse supérieurs est définie égale à  $1 \text{ mm}$ . En effet, il a été montré dans des études précédentes sur des lignes coplanaires avec des plans de masse supérieurs de largeur  $g$  finie, que ses derniers pouvaient être considérés infinis dans le cas où  $g$  est deux fois plus grande que l'épaisseur du substrat diélectrique ( $g = 2 \times h_{PU}$ ) [99]. Enfin, le plan de masse inférieur utilisé est de l'inox de  $205 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Pour faciliter le positionnement des pointes GSG lors du contact, des encoches sont réalisées aux extrémités des lignes (Figure 3.13b).

#### b) La calibration TRL

Afin de calibrer le VNA, nous avons choisi d'utiliser la méthode de calibration Thru-Reflect-Line (TRL) multilignes [100]. Elle consiste à fabriquer une ligne de petite longueur notée *Thru* et un court-circuit noté *Reflect* sur l'échantillon en plus de la ligne à caractériser (Figure 3.14). Ces éléments étalons sont intégrés à l'échantillon à caractériser et prennent donc bien en compte la qualité des lignes à caractériser (métal déposé et dimensions). Nous avons défini la longueur du *Thru* à  $1 \text{ mm}$  afin que les pointes ne soient pas



TABLEAU 3.2 – Longueur des lignes GCPW et leur domaine fréquentiel respectif d'utilisation.

Lignes	L1	L2	L3	Thru	Reflect
Longueur (mm)	3,8	6,4	13	1	1,2
Bande de fréquence (GHz)	4 à 31	2 à 16	1 à 7,2	/	/

trop proches lors de la mesure. La longueur du *Reflect* est basée sur celle du *Thru* avec une zone de court-circuit de 0,2 mm en plus, ce qui donne une longueur totale de 1,2 mm (Figure 3.14). Ces éléments permettent de calibrer le VNA en éliminant l'effet des câbles, des connecteurs et du contact des pointes GSG, tout en re-normalisant les mesures des paramètres  $S_{ij}$  à l'impédance de la ligne. Ainsi, l'ensemble du système VNA + ligne est parfaitement adapté en impédance. Par conséquent, les termes de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  de la ligne après calibration sont nuls. La matrice de paramètre  $[S]$  de la ligne calibrée est donc uniquement dépendante des paramètres de transmission tels que :

$$[S]_{\text{ligne-calibrée}} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

d'où  $S_{21} = S_{12}$ .

Dans ces conditions de calibration, si le déphasage de l'onde transmise dans la ligne, à une fréquence donnée, est de  $0^\circ$  ou de  $180^\circ$ , la procédure de calibration est mal conditionnée mathématiquement. Dans ce cas les paramètres représentant les lignes de calibrage ne peuvent être déterminés précisément, ce qui fausse la calibration [100]. En pratique, pour éviter ce problème, la ligne à caractériser n'est valable en fréquence que pour un déphasage de l'onde transmise compris entre  $20^\circ$  et  $160^\circ$  [100], ce qui limite la bande passante de la ligne. Ceci impose un domaine de validité fréquentielle de la ligne d'un facteur maximal de 8 entre la fréquence la plus basse et la fréquence la plus haute utilisable. La mesure est alors optimale à la fréquence centrale qui a un déphasage de  $90^\circ$  [100]. Le déphasage étant dépendant de la longueur de la ligne, nous avons donc opté pour la réalisation de 3 lignes de tailles différentes afin de couvrir une large gamme fréquentielle autour de 10 GHz (multi-lignes). La plus grande ligne ( $L_3$ ) permet d'explorer les basses fréquences. Cependant, sa taille est limitée par la surface de l'échantillon, ici 3 cm de côté (Figure 3.13b) et par le risque qu'un défaut de fabrication (gap court-circuité ponctuellement par un résidu de cuivre par exemple) empêche la transmission du signal HF. Nous avons donc fait le compromis de la définir avec une longueur de 13 mm, ce qui impose une gamme d'utilisation de 1 à 7,2 GHz. La plus petite ligne ( $L_1$ ) doit être plus grande que le *Thru* et est limitée en fréquence par le système de mesure (VNA, pointes, câbles et connecteurs). Nous avons choisi une longueur de 3,8 mm, ce qui permet une mesure de 4 à 31 GHz. La longueur de la ligne intermédiaire ( $L_2$ ) a été choisie égale à 6,4 mm, pour une utilisation de 2 à 16 GHz, afin de recouvrir les deux bandes de fréquence précédentes et ainsi vérifier le bon accord entre les lignes lors de la mesure. La gamme de fréquence de cette technique est finalement de 1 à 31 GHz dans notre cas. La longueur des lignes réalisées et leur gamme fréquentielle sont résumées tableau 3.2.

### c) Réalisation de l'échantillon

Un film de PU87 de 110  $\mu\text{m}$  d'épaisseur réalisé à l'applicateur de film est soudé au plan de masse en inox puis métallisé avec 1  $\mu\text{m}$  de cuivre par pulvérisation cathodique. La

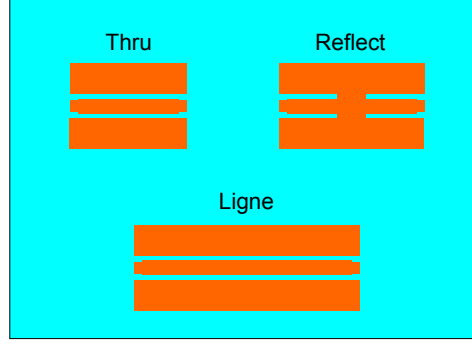


FIGURE 3.14 – Schéma 2D vu de dessus des différents éléments étalons nécessaires à la calibration TRL.

TABLEAU 3.3 – Dimensions réelles des lignes GCPW de l'échantillon de mesure.

$w$	$s$	$g$	$h_{PU}$	$t_{Cu}$
139 $\mu\text{m}$	26 $\mu\text{m}$	1 mm	110 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$

réalisation des motifs des lignes dans la métallisation est effectuée par photolithographie directe à travers un masque en chrome. Il est à noter que l'ensemble des motifs ( $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ , *Thru* et *Reflect*) est défini plusieurs fois sur un même échantillon au cas où l'un d'eux ne serait pas correctement réalisé (Figure 3.13b). La gravure du cuivre étant chimique, elle est isotrope, ce qui provoque une sur-gravure latérale. Cette sur-gravure est fonction du temps de gravure donc de la quantité de cuivre à enlever et de l'opérateur. Or la surface de cuivre à graver est relativement importante ce qui provoque un temps de gravure d'environ 1 min et une sur-gravure importante. La sur-gravure n'est pas identique sur chaque échantillon. Dans le cas de l'échantillon étudié avec 1  $\mu\text{m}$  de cuivre la sur-gravure des motifs est de 3  $\mu\text{m}$ . Les lignes réalisées ont finalement un gap  $s$  de 26  $\mu\text{m}$  et une largeur de ligne  $w$  de 139  $\mu\text{m}$ . L'ensemble des dimensions réelles des lignes de l'échantillon de mesure est référencé dans le tableau 3.3. Ce sont ces dimensions finales qui sont utilisées pour l'extraction qui va suivre.

### Extraction des propriétés diélectriques par une méthode analytique

La transmission d'une onde est caractérisée par son atténuation en amplitude (c.-à-d. les pertes d'énergie qu'elle subit par dissipation dans la ligne) et son déphasage. Pour une ligne de transmission, ceci est décrit par la constante de propagation  $\gamma$ , telle que :

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (3.14)$$

où  $\alpha$  représente les pertes globales ( $\text{Np.m}^{-1}$ ) et  $\beta$  le déphasage par unité de longueur ( $^\circ.\text{m}^{-1}$ ).

Les pertes  $\alpha$  d'une ligne « imprimée » sur un substrat diélectrique sont issues de trois contributions :

- les pertes conductrices  $\alpha_c$ ,
- les pertes diélectriques  $\alpha_d$ ,
- les pertes radiatives  $\alpha_r$ .

Une ligne coplanaire rayonnant très peu, cette dernière contribution est négligeable dans notre cas.

La ligne étant parfaitement adaptée grâce à la calibration TRL, la constante de propagation est liée au paramètre de transmission  $S_{12}$  pour une ligne de longueur  $L$  par la formule suivante :

$$S_{12} = e^{-j\gamma L}. \quad (3.15)$$

De plus, dans le cas d'une ligne de transmission avec pertes, la permittivité relative complexe effective ( $\varepsilon_{\text{reff}}^*$ ) de la ligne est liée à la constante de propagation par la formule :

$$\varepsilon_{\text{reff}}^* = \varepsilon'_{\text{reff}} - j\varepsilon''_{\text{reff}} = - \left( \frac{\gamma \times \lambda_0}{2\pi} \right)^2, \quad (3.16)$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence considérée.

Ainsi, la mesure du paramètre  $S_{12}$  permet de déterminer la permittivité relative complexe effective de la ligne de transmission en fonction de la fréquence.

Afin de remonter à la permittivité relative complexe  $\varepsilon_r^*$  du substrat diélectrique (pour nous le PU87 d'épaisseur  $h_{PU}$ ), S. Gevorgian *et al.* ont proposé le modèle analytique issu d'une transformation conforme suivant [97] :

$$\varepsilon_r^* = 1 + (\varepsilon_{\text{reff}}^* - 1) \times \left( \frac{K(k_{\text{air}})}{K(k'_{\text{air}})} + \frac{K(k_{PU})}{K(k'_{PU})} \right) \times \left( \frac{K(k_{PU})}{K(k'_{PU})} \right)^{-1}, \quad (3.17)$$

avec  $K(k)$  l'intégrale elliptique de première espèce,

$$k_{\text{air}} = \frac{w/2}{w/2 + s}, \quad (3.18)$$

$$k_{PU} = \frac{\tanh\left(\frac{\pi \times w}{4 \times h_{PU}}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi \times (w/2 + s)}{2 \times h_{PU}}\right)}, \quad (3.19)$$

et  $k'_i = \sqrt{1 - k_i^2}$ .

Cela permet de déterminer ensuite la permittivité relative  $\varepsilon'_r$  et le facteur de pertes  $\tan \delta$  du substrat, en y incluant les pertes conductrices, par les formules suivantes :

$$\varepsilon'_r = \text{Re}[\varepsilon_r^*] \quad (3.20)$$

et

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} = - \frac{\text{Im}[\varepsilon_r^*]}{\text{Re}[\varepsilon_r^*]}. \quad (3.21)$$

### Résultats de mesure

La mesure est réalisée de 1 à 31 GHz sur l'échantillon préparé avec  $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$  avec une station sous pointes (*PM5* de Süss MicroTec®) et des pointes GSG (Figure 3.15a) reliées à un VNA (*E8364B* de Agilent®) en réalisant le calibrage TRL avec les éléments étalons définis sur l'échantillon. La mesure est particulièrement délicate car le substrat est mou et la métallisation est fine. Par conséquent, les mesures demandent un certain « coup de main » car les pointes abîment facilement le métal et peuvent comprimer le substrat, ce qui complique la reproductibilité des mesures (Figure 3.15b).

Les propriétés diélectriques du PU87 obtenues à partir de la mesure du coefficient de transmission  $S_{12}$  de lignes GCPW et extraites à partir de la formule de Gevorgian sont présentées figure 3.16. Le bruit de mesure, en particulier après 15 GHz, est dû aux matériels utilisés (câbles, pointes et connecteurs) et la légère discontinuité à 7,2 GHz

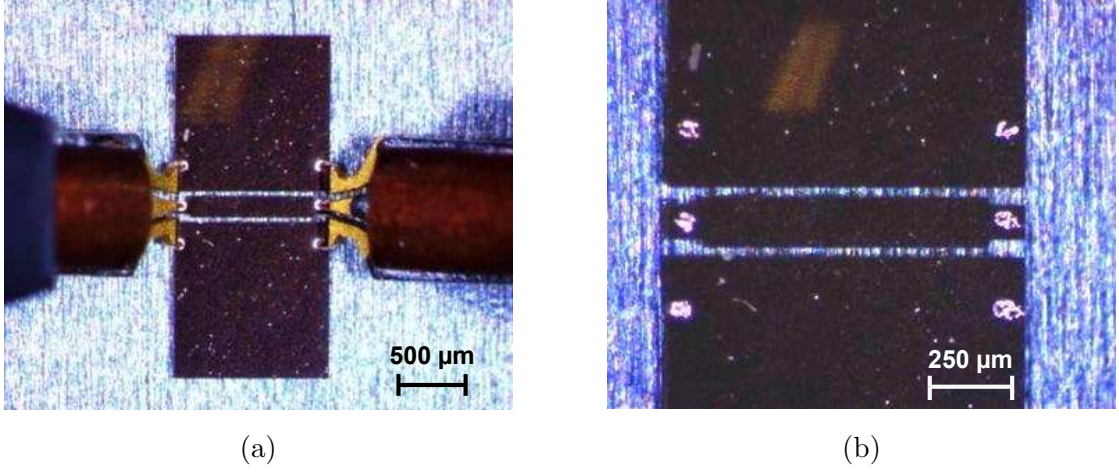


FIGURE 3.15 – Images au microscope optique a) du contact des pointes GSG sur une ligne GCPW et b) du métal abîmé à cause des pointes.

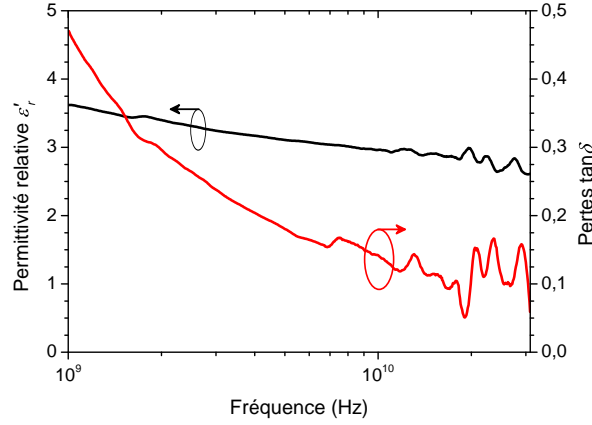


FIGURE 3.16 – Valeurs de la permittivité et des pertes diélectriques du PU87 par la méthode des lignes GCPW extraites directement avec la formule de Gevorgian pour l'échantillon avec  $t_{Cu} = 1 \mu m$ .

est due au changement de ligne dans la procédure de calibration TRL. La valeur de la permittivité relative du PU87 décroît lentement de 3,49 à 2,65 sur la bande de 1 à 31 GHz, ce qui est en accord avec les mesures précédentes. Cependant, les pertes extraites varient de 0,47 à 0,074 sur la bande de 1 à 31 GHz. Ces valeurs de pertes diélectriques obtenues dans la bande basse des fréquences sont particulièrement élevées par rapport aux résultats de mesures précédents où nous avons plutôt 0,1 à 1 GHz. Les pertes diélectriques du PU87 sont donc fortement surestimées avec cette méthode. Ceci est dû aux pertes conductrices de la ligne GCPW qui sont intégrées dans la valeur du  $\tan \delta$  extraite par la formule de Gevorgian. Ces pertes conductrices sont provoquées par la faible épaisseur de la métallisation ( $t_{Cu} = 1 \mu m$ ) qui est proche de l'épaisseur de peau ( $\delta_{Cu} \approx 0,92 \mu m$  à 10 GHz) et même inférieure dans les basses fréquences ( $\delta_{Cu} \approx 1,45 \mu m$  à 4 GHz) (cf. § 1.3.1). Par conséquent, il faut estimer et enlever ces pertes conductrices  $\alpha_c$  de la constante de propagation  $\gamma$  afin d'obtenir la bonne valeur du  $\tan \delta$  du PU87. La procédure développée est présentée dans les paragraphes qui suivent.

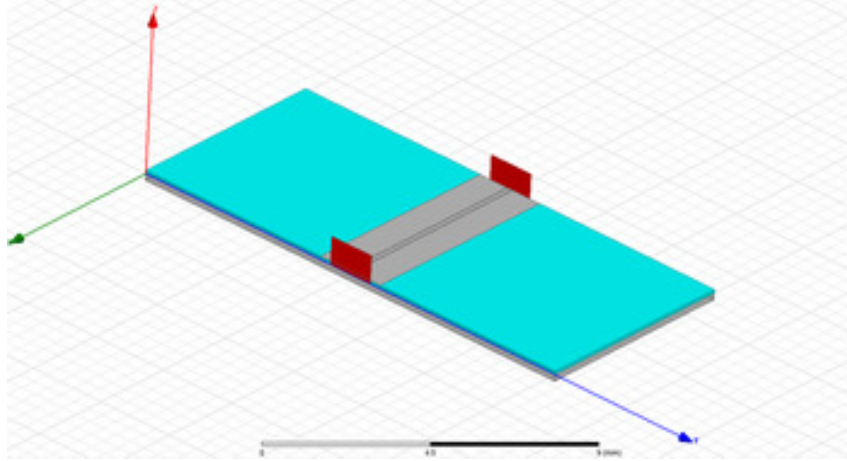


FIGURE 3.17 – Modèle 3D d'une ligne GCPW sous HFSS®.

### Estimation des pertes conductrices et optimisation

Pour corriger cette surestimation des pertes diélectriques extraites, les pertes conductrices  $\alpha_c$  de la ligne GCPW doivent être estimées et soustraites de  $\gamma$ . Pour cela nous allons nous appuyer sur deux méthodes. La première utilise une formule analytique issue de la littérature et la seconde est une estimation des pertes conductrices directement obtenue par simulation numérique via le logiciel HFSS®. Ensuite, une optimisation du temps d'estimation des pertes conductrices est réalisée en couplant les deux méthodes.

Afin de valider cette estimation des pertes conductrices, nous utilisons une simulation électromagnétique 3D d'une ligne GCPW avec initialement 1  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de cuivre réalisée sous HFSS® (Figure 3.17). Les dimensions réelles de  $w$  et  $s$  sont également utilisées dans ce modèle numérique. La permittivité relative  $\epsilon'_r$  et le facteur de pertes  $\tan \delta$  du diélectrique (de 110  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) utilisés initialement dans la simulation sont respectivement de 3,41 et de 0,1 (valeurs déterminées par la méthode du stub résonant, cf. § 3.3.2). Ceci nous permet de connaître parfaitement les propriétés diélectriques du substrat intégrées dans le logiciel. La fréquence de maillage est de 10 GHz. Afin d'avoir de bonnes valeurs sur les paramètres  $S_{ij}$  simulés sur toute la bande de fréquence explorée, nous effectuons une simulation sur une bande de fréquence restreinte en dessous de cette fréquence de maillage (de 4 à 10 GHz).

Les résultats de l'extraction avec la formule de Gevorgian à partir de la ligne simulée sous HFSS® sont présentés figure 3.18. La valeur de  $\epsilon'_r$  extraite par le modèle de Gevorgian dans l'ensemble de la bande de fréquence est égale à celle fixée initialement en simulation. Cela n'est pas le cas pour la valeur de  $\tan \delta$  qui est surestimée à cause des pertes conductrices ( $\alpha_c$ ) importantes. Ceci confirme les résultats obtenus en mesure et donc la nécessité d'estimer et d'enlever les pertes conductrices  $\alpha_c$  de la constante de propagation  $\gamma$ .

#### a) Modèle analytique

G. Ghione *et al.* ont proposé une formule analytique basée sur une transformation conforme d'une ligne coplanaire [101] pour estimer les pertes ( $\alpha_{c-Ghione}$ ) dues aux conducteurs définie telle que :

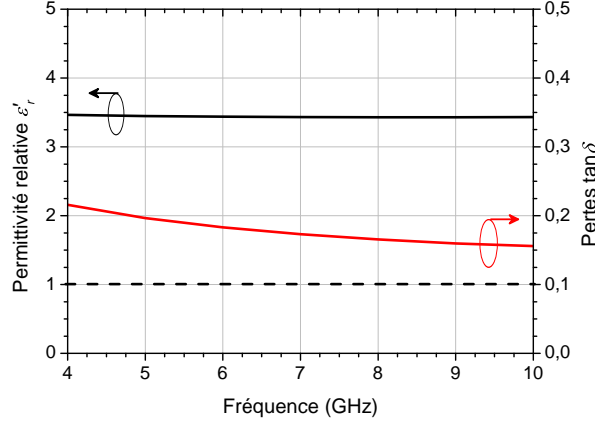


FIGURE 3.18 – Résultats d'extraction de la permittivité (courbe noire) et des pertes diélectriques (courbe rouge) du substrat diélectrique grâce à la formule analytique de Gevorgian à partir des paramètres  $S_{ij}$  issus de la simulation d'une ligne GCPW sous HFSS® (sans correction des pertes conductrices). La courbe en pointillée correspond à la valeur des pertes  $\tan \delta$  du substrat implantée dans HFSS®.

$$\alpha_{c-Ghione} = \frac{R_s \sqrt{\varepsilon'_{reff}}}{480\pi K(k)K(k')(1-k^2)} \times \left\{ \frac{1}{a} \left[ \pi + \ln \left( \frac{8\pi a(1-k)}{t_{Cu}(1+k)} \right) \right] + \frac{1}{b} \left[ \pi + \ln \left( \frac{8\pi b(1-k)}{t_{Cu}(1+k)} \right) \right] \right\}, \quad (3.22)$$

avec  $R_s = (\sigma_{Cu} \times \delta_{Cu})^{-1}$  la résistance de surface de la métallisation ;  $\varepsilon'_{reff}$  la permittivité relative effective de la ligne GCPW ;  $a = w/2$  ;  $b = s + w/2$  ;  $K(k)$  l'intégrale elliptique de première espèce ;  $k = a/b$  et  $k' = \sqrt{1-k^2}$ .

Cette formule nécessite de connaître la conductivité du cuivre  $\sigma_{Cu}$  déposé qui est, pour rappel, d'environ  $3 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$  dans notre cas (cf. § 2.3.4). Elle nécessite également de connaître la permittivité relative effective  $\varepsilon'_{reff}$  au préalable. Ainsi, une première extraction à partir du  $\gamma$  issu de la simulation (ou en pratique issu de la mesure) du  $S_{12}$  de la ligne calibrée est effectuée afin de déterminer le  $\varepsilon'_{reff}$  initial. Ensuite,  $\alpha_{c-Ghione}$  est calculé et soustrait à  $\gamma$  afin d'éliminer les pertes conductrices des pertes globales, ce qui donne une constante de propagation *bis* ( $\gamma_{bis} = \gamma - \alpha_{c-Ghione}$ ). Cette constante de propagation est ensuite utilisée pour l'extraction de  $\varepsilon'_r$  et  $\tan \delta$  avec le modèle de Gevorgian.

Cette méthode étant analytique, elle nécessite un temps de calcul très court (quelques secondes). De plus, cette formule prend en compte les variations dimensionnelles de la ligne GCPW. Ainsi, la valeur des pertes conductrices  $\alpha_{c-Ghione}$  est plus importante quand l'épaisseur de la métallisation est plus faible (Figure 3.19a, courbes en pointillées). De même, dans le cas où la sur-gravure du motif est différente, donc que  $w$  et  $s$  varient mais que la somme  $w + s$  est constante ( $w + s = 165 \text{ } \mu\text{m}$  dans notre cas), la valeur de  $\alpha_{c-Ghione}$  varie également (Figure 3.19b, courbes en pointillées), elle est ainsi plus faible quand la sur-gravure est la plus importante.

La valeur de la permittivité relative extraite n'est pas affectée par cette itération de calcul qui intègre  $\alpha_{c-Ghione}$  (Figure 3.20). La valeur extraite du  $\tan \delta$  après correction est quant à elle mieux estimée (Figure 3.20) mais toujours au-dessus de celle initialement



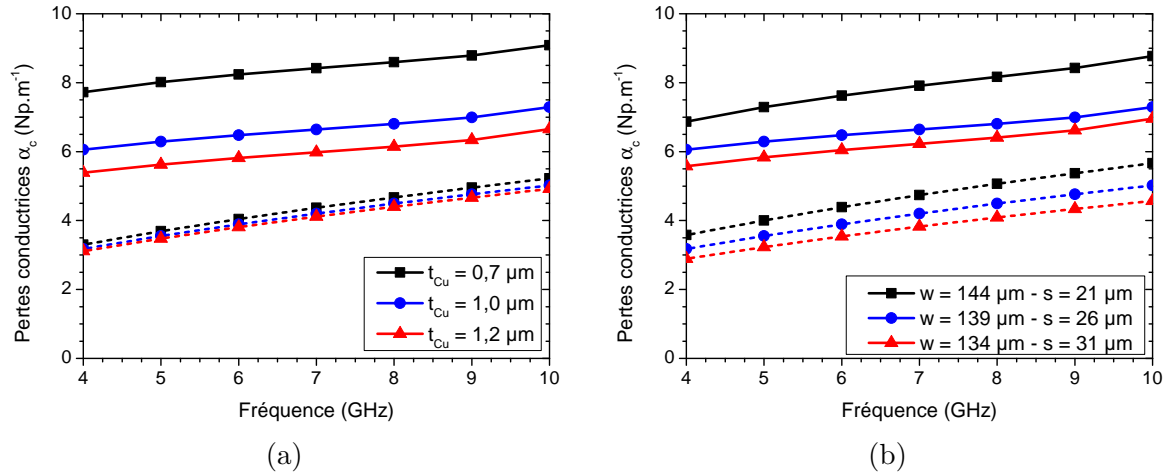


FIGURE 3.19 – Valeurs des pertes conductrices calculées par la formule de Ghione (courbes en pointillées) et par simulation HFSS® (courbes pleines) en fonction de a) l'épaisseur de la métallisation  $t_{Cu}$  et b) de la sur-gravure des motifs de lignes GCPW (la largeur de la ligne  $w$  et du gap  $s$  varient mais  $w + s = \text{constante}$ ).

introduite dans la simulation, surtout en basse fréquence. En effet, cette équation a été déterminée pour une ligne CPW sans plan de masse inférieur et avec, comme limite d'utilisation, une épaisseur de métallisation supérieure à trois épaisseurs de peau à la fréquence considérée [101]. Ceci n'est pas le cas de cette étude, en particulier en dessous de 10 GHz.

#### b) Modèle numérique

Cette méthode consiste à utiliser directement la valeur des pertes conductrices issue de la simulation HFSS®. Le modèle numérique d'une ligne GCPW avec la géométrie réelle des lignes GCPW fabriquées sur l'échantillon permet d'obtenir les pertes globales subies par l'onde transmise. Connaissant parfaitement la valeur des pertes diélectriques intégrées dans le logiciel, nous obtenons directement les pertes conductrices liées à la métallisation issues de la simulation ( $\alpha_{c-HFSS}$ ), que l'on peut soustraire à la constante de propagation  $\gamma$ . La valeur des pertes diélectriques est alors parfaitement extraite avec la formule de Gevorgian (Figure 3.21).

Cette méthode étant une simulation 3D, elle prend bien en compte les variations géométriques des lignes en fonction de la sur-gravure et de l'épaisseur de la métallisation comme le modèle analytique de Ghione mais elle n'est pas limitée par  $t_{Cu} > 3\delta_{Cu}$  (Figure 3.19). Cependant, elle nécessite une simulation à chaque géométrie pour estimer les pertes conductrices. Or le temps de simulation est relativement long ( $t_{simu} \approx 1 \text{ h}$ ) comparé à la méthode analytique.

Il serait donc intéressant de coupler les deux méthodes d'estimation des pertes conductrices afin de conjuguer la rapidité de la méthode analytique à la bonne estimation des pertes conductrices par la méthode numérique.

#### c) Optimisation de l'estimation des pertes conductrices

Afin d'optimiser le temps de calcul des pertes conductrices et améliorer l'estimation faite par la formule de Ghione, nous avons comparé les pertes conductrices calculées avec le modèle de Ghione ( $\alpha_{c-Ghione}$ ) à celles obtenues par la simulation HFSS® ( $\alpha_{c-HFSS}$ ) en définissant le facteur  $A(f)$  comme suit :

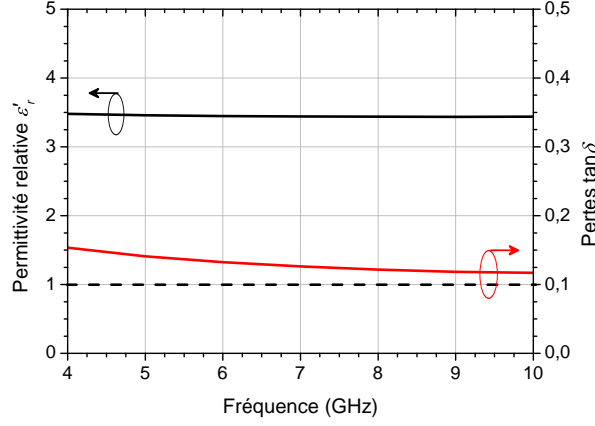


FIGURE 3.20 – Résultats d'extraction de la permittivité (courbe noire) et des pertes diélectriques (courbe rouge) du substrat diélectrique grâce à la formule analytique de Gevorgian et la soustraction des pertes conductrices estimées par la formule analytique de Ghione, à partir des paramètres  $S_{ij}$  issus de la simulation d'une ligne GCPW sous HFSS®. La courbe en pointillée correspond à la valeur des pertes  $\tan \delta$  du substrat implantée dans HFSS®.

$$A(f) = \frac{\alpha_{c-HFSS}}{\alpha_{c-Ghione}}. \quad (3.23)$$

Le facteur  $A(f)$  obtenu est dépendant de la fréquence (Figure 3.22). Il est plus élevé en basse fréquence, là où le modèle de Ghione est le moins adapté à notre structure (épaisseur de la métallisation faible devant l'épaisseur de peau). Le facteur  $A(f)$  est également dépendant de l'épaisseur de la métallisation (Figure 3.22a). En effet, plus l'épaisseur de la métallisation est fine, plus la formule proposée par Ghione est mise en défaut car la condition  $t_{Cu} > 3\delta_{Cu}$  est de moins en moins respectée. Cependant, ce facteur  $A(f)$  est constant en fonction de la sur-gravure (Figure 3.22b). Cela signifie que la formule de Ghione prend bien en compte la variation des pertes conductrices dues aux variations de la largeur des lignes et des gaps provoqués par la sur-gravure. Ceci permet de ne réaliser qu'une simulation HFSS® pour une épaisseur de métallisation donnée afin de déterminer le facteur  $A(f)$ . Ensuite, nous utilisons la formule de Ghione multipliée par ce facteur  $A(f)$  (formule de Ghione modifiée) pour intégrer les variations dimensionnelles des lignes liées à la sur-gravure qui peut différer d'un échantillon à l'autre. Cela permet un gain de temps important lors du traitement des mesures.

Afin d'extrapoler ces résultats dans la bande de fréquence de mesure (de 1 à 30 GHz),  $A(f)$  est ajusté, avec un coefficient de détermination  $R^2$  de 0,998, par la formule suivante :

$$A(f) = a_0 + a_1 e^{a_2 f}, \quad (3.24)$$

où  $a_0 = 1,34$ ,  $a_1 = 1,79$  et  $a_2 = -2,86 \cdot 10^{-10} \text{ Hz}^{-1}$  pour 1  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de cuivre avec une sur-gravure de 3  $\mu\text{m}$  ( $w = 139 \mu\text{m}$  et  $s = 26 \mu\text{m}$ ). Les valeurs des coefficients d'ajustement pour d'autres valeurs de  $t_{Cu}$  avec la même sur-gravure sont référencées dans le tableau 3.4. Les coefficients  $a_0$ ,  $a_1$  et  $a_2$  augmentent à mesure que l'épaisseur diminue, compensant ainsi la divergence du modèle de Ghione.

Grâce à l'estimation des pertes conductrices et à son optimisation, nous pouvons donc extraire correctement les propriétés du PU87 via des lignes GCPW et le modèle analytique de Gevorgian, avec de faibles épaisseurs de métallisation.



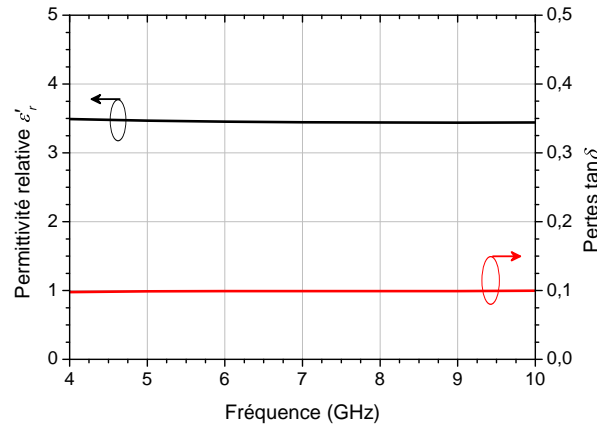


FIGURE 3.21 – Résultats d'extraction de la permittivité (courbe noire) et des pertes diélectriques (courbe rouge) du substrat diélectrique grâce à la formule analytique de Gevorgian et la soustraction des pertes conductrices estimées par simulation HFSS®, à partir des paramètres  $S_{ij}$  issus de la simulation d'une ligne GCPW sous HFSS®.

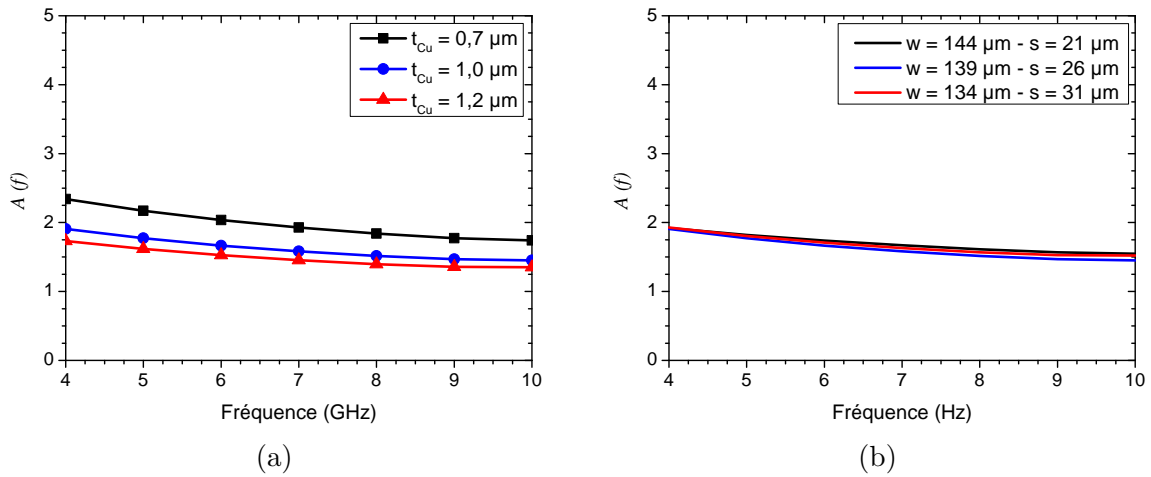


FIGURE 3.22 – Variations du coefficient  $A(f)$  en fonction de a) l'épaisseur de la métallisation  $t_{Cu}$  et b) de la sur-gravure des motifs des lignes GCPW (la largeur de la ligne  $w$  et du gap  $s$  varient mais  $w + s = \text{constante}$ ).

### Résultats de mesure après la soustraction des pertes conductrices

Les résultats de mesures après la soustraction des pertes conductrices sont présentés figure 3.23. Comme en simulation, la valeur de la permittivité relative extraite du PU87 n'est pas altérée par la correction du modèle analytique par la formule de Ghione modifiée. La différence de valeur du  $\tan \delta$  avec celle issue directement de la formule de Gevorgian sans estimation des pertes conductrices (Figure 3.23, Gevorgian) confirme le poids significatif de  $\alpha_c$  en basse fréquence. Par exemple, à 4 GHz, la part des pertes conductrices dans le  $\tan \delta$  extrait représente 58,8 % en mesure et 54,4 % en simulation. Après l'application de la formule de Ghione optimisée, la permittivité relative du PU87 mesurée décroît lentement de 3,49 à 2,65 et le facteur de pertes est d'environ 0,08 (Figure 3.23, Ghione modifiée). Ces résultats sont en accord avec les mesures précédentes.

Afin de confirmer la validité du modèle proposé dans cette étude, nous avons vérifié que les propriétés diélectriques du PU87 extraites en mesure sont indépendantes de l'épaisseur du métal. Le contact des pointes abîmant le métal, nous sommes restés sur une épaisseur de cuivre proche de 1  $\mu\text{m}$ . Nous avons donc fait des mesures sur un deuxième

TABLEAU 3.4 – Coefficients d’ajustement du facteur  $A(f) = a_0 + a_1 e^{a_2 f}$  issus de la simulation de ligne GCPW pour différentes épaisseurs de métallisation et une sur-gravure des motifs de 3  $\mu\text{m}$ .

Épaisseur du cuivre $t_{Cu}$ ( $\mu\text{m}$ )	$a_0$	$a_1$	$a_2$ ( $10^{-10} \text{ Hz}^{-1}$ )
0,7	1,56	2,14	-2,51
1	1,34	1,79	-2,86
1,2	1,27	1,60	-3,06

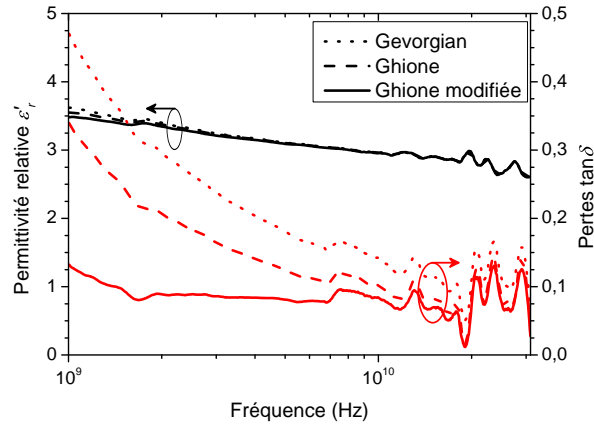


FIGURE 3.23 – Mesures de la permittivité et des pertes diélectriques du PU87 par la méthode des lignes GCPW avec  $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$  de 1 à 31 GHz avec et sans soustraction des pertes conductrices.

échantillon avec des lignes GCPW d’une épaisseur de 1,2  $\mu\text{m}$ . La gravure des motifs a provoqué une sur-gravure identique à celle de l’échantillon précédent ( $w = 139 \mu\text{m}$  et  $s = 26 \mu\text{m}$  comme précédemment). Les résultats des propriétés diélectriques du PU87 extraits (courbes rouges) comparés à ceux obtenus avec des lignes GCPW de 1  $\mu\text{m}$  d’épaisseur (courbes noires) sont présentés figure 3.24. La valeur de la permittivité et du facteur de perte du PU87 déterminés grâce à cet échantillon sont en accord avec la mesure sur celui avec 1  $\mu\text{m}$  de cuivre. La légère divergence des résultats pour le  $\tan \delta$  est attribuée aux incertitudes de contact des pointes GSG. Ceci confirme l’évolution du coefficient  $A(f)$  en fonction de l’épaisseur du cuivre déterminé par simulation et valide le procédé d’extraction optimisé pour plusieurs épaisseurs de métallisation.

Grâce à cette technique nous avons pu caractériser le PU87 sur une large bande en haute fréquence avec de faibles épaisseurs de métallisation, en s’affranchissant des pertes conductrices.

## 3.4 Évolution des propriétés diélectriques sur une large bande de fréquence (0,1 Hz à 30 GHz)

### 3.4.1 Généralités

Comme énoncé au début du chapitre, la réponse d’un matériau diélectrique à un champ électrique  $\vec{E}$ , qui est caractérisée par sa permittivité diélectrique relative complexe

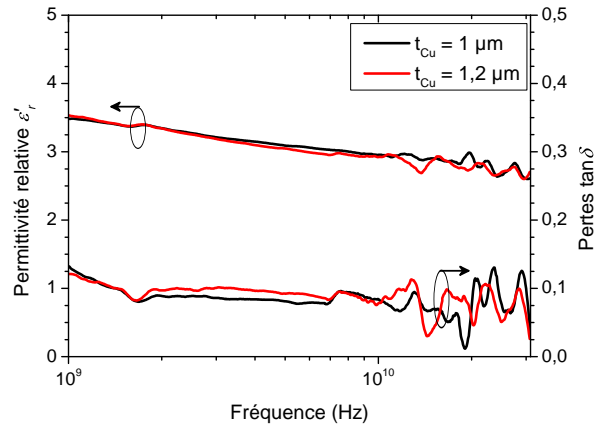


FIGURE 3.24 – Comparaison de la mesure de la permittivité et des pertes diélectriques du PU87 par la méthode des lignes GCPW avec  $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$  (courbes noires) et  $t_{Cu} = 1,2 \mu\text{m}$  (courbes rouges) de 1 à 31 GHz.

( $\epsilon_r^*$ ), est fonction de la fréquence. En effet, sous l'action d'un champ  $\vec{E}$ , le matériau se polarise sous l'influence de plusieurs phénomènes. Cette polarisabilité est généralement décomposée en trois contributions [89, 102] :

- électronique, qui est due aux déplacements des couches d'électrons par rapport au noyau atomique (Figure 3.25a) ;
- ionique, qui correspond aux mouvements des ions chargés par rapport aux autres ions (Figure 3.25b) ;
- dipolaire, qui provient des molécules ayant un moment dipolaire permanent qui change de direction à cause du champ  $\vec{E}$  appliqué (Figure 3.25c).

Ces phénomènes de polarisabilité des matériaux diélectriques n'apparaissent que dans certaines gammes de fréquences. En haute fréquence (domaine de l'optique), la constante diélectrique est issue, en quasi-totalité, de la polarisabilité électronique. En effet, à cette fréquence, seuls les électrons arrivent à suivre la variation du champ pour des raisons d'inertie. Les contributions dipolaires et ioniques sont alors faibles. Cela se traduit par des phénomènes de relaxation et de résonance de la permittivité diélectrique en fonction de la fréquence (Figure 3.26). Ainsi, la valeur de  $\epsilon_r'$  décroît à mesure que la fréquence augmente avec des inflexions correspondant aux différentes relaxations ou résonances. À ces mêmes inflexions, la tangente de perte  $\tan \delta$  augmente localement car la partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité relative sont liées entre elles (relation de Kramers-Kronig, voir équation 3.26 et 3.27) [103]. Cette évolution fréquentielle est propre à chaque matériau car dépendante des atomes qui le composent et de leurs arrangements. Il est donc nécessaire d'utiliser le PU87 à une fréquence où il n'y a pas de fortes variations de ses propriétés diélectriques et où ses pertes diélectriques sont peu élevées afin d'obtenir de bonnes performances des systèmes antennaires développés.

L'analyse des différentes caractérisations diélectriques réalisées précédemment va nous permettre de vérifier la possible utilisation du PU87 en bande X comme souhaité.

### 3.4.2 Analyse des mesures sur PU87

#### Résumé des techniques utilisées

Les différentes techniques de caractérisation employées ont permis de déterminer les propriétés diélectriques du PU87 de 0,1 Hz à 31 GHz. Ces techniques ont toutes leurs avantages et inconvénients. La caractérisation par capacités MIM, en basse et haute fréquence,

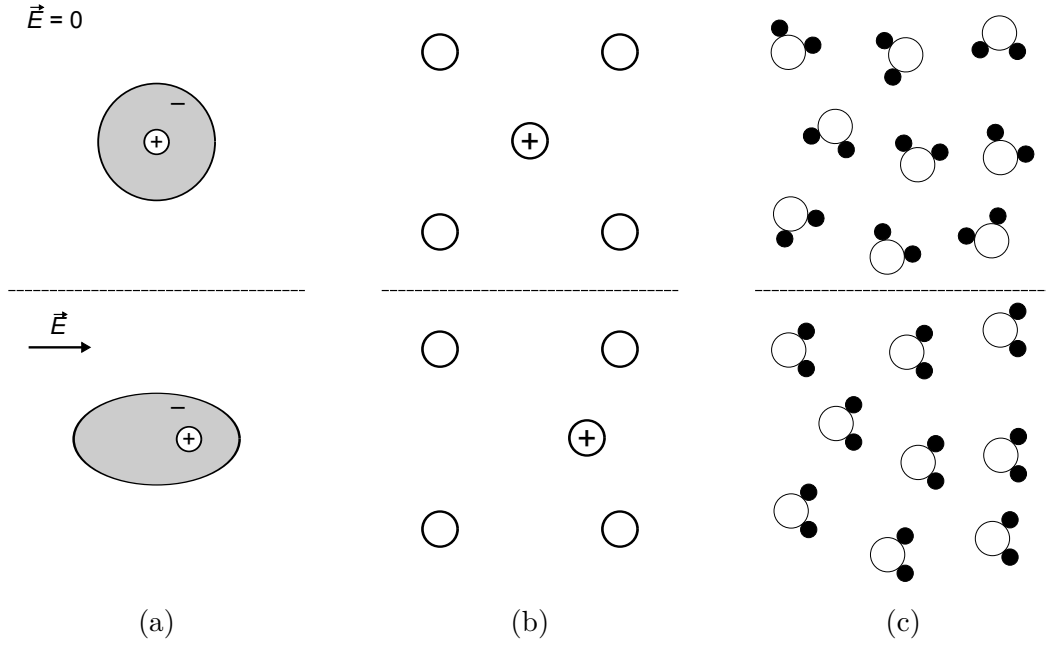


FIGURE 3.25 – Schémas des différentes contributions à la polarisation d'un diélectrique soumis à un champ  $\vec{E}$  : a) électronique, b) ionique et c) dipolaire, adaptés de [89].

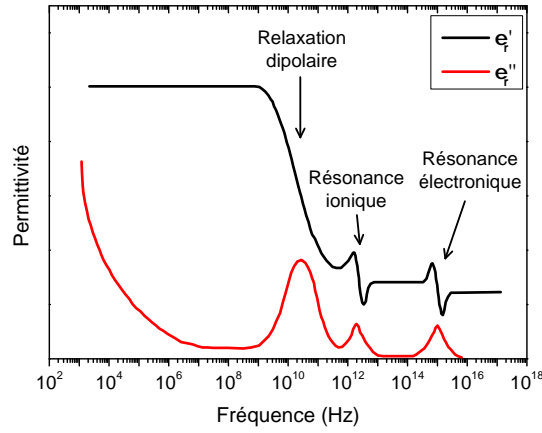


FIGURE 3.26 – Évolution des propriétés diélectriques complexes en fonction de la fréquence. La localisation fréquentielle des phénomènes est donnée à titre indicatif.

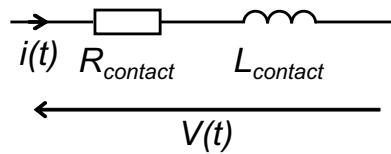


FIGURE 3.27 – Schéma électrique équivalent des pertes parasites dues aux contacts des pointes GSG lors des caractérisations diélectriques d'un isolant par des capacités MIM et par des lignes GCPW.

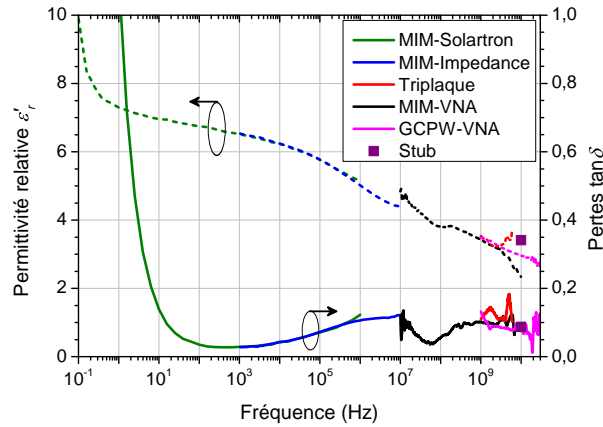


FIGURE 3.28 – Évolution des propriétés diélectriques complexes du PU87 en fonction de la fréquence mesurée par différentes techniques.

est facile à mettre en œuvre sur une large bande de fréquence. En effet, la fabrication des échantillons de mesure ainsi que leurs caractérisations sont aisées. Cependant, elle est sensible aux incertitudes dimensionnelles des échantillons. La caractérisation stub est facile à mettre en œuvre mais ne fournit les propriétés diélectriques qu'à une fréquence unique. La technique triplaque a l'avantage de nécessiter un échantillon sans métallisation mais avec une épaisseur spécifique de 1 mm pour une mesure faible bande. La technique des lignes GCPW est une technique large bande qui est influencée par les pertes conductrices des lignes que nous avons prises en compte lors du traitement des mesures.

De plus, les mesures en haute fréquence avec des pointes GSG se sont montrées plus délicates que les mesures en basse fréquence à cause du contact électrique (Figure 3.11 et 3.15). En effet, lors du contact, des pertes parasites peuvent s'ajouter, qui lorsqu'elles diffèrent de la calibration lors de la mesure, faussent la valeur des pertes diélectriques extraites. Un schéma équivalent simplifié de ces pertes parasites dues aux contacts est une résistance  $R_{contact}$  et une inductance  $L_{contact}$ , en série du dispositif de mesure (Figure 3.27). L'impédance de ces pertes parasites  $Z_{contact}$  en fonction de la fréquence  $\omega$  est alors la suivante :

$$Z_{contact} = R_{contact} + j\omega L_{contact}. \quad (3.25)$$

Par conséquent, si la fréquence augmente,  $|Z_{contact}|$  augmente également, d'où une plus grande difficulté à mesurer les dispositifs en haute fréquence car le poids de  $|Z_{contact}|$  n'est plus négligeable devant le module de l'impédance du système mesuré.

L'ensemble de ces avantages et inconvénients est référencé dans le tableau 3.5.

### Description et analyse des résultats de mesures

- a) Description de l'évolution de la permittivité relative et des pertes diélectriques du PU87

L'ensemble des mesures réalisées sur le PU87 est tracé figure 3.28 et les résultats à des fréquences particulières sont référencés dans le tableau 3.5. Nous constatons que la permittivité relative est élevée en basse fréquence avec une valeur d'environ 10 à 0,1 Hz puis elle décroît rapidement jusqu'à 6,5 vers 1 Hz. Ensuite  $\epsilon'_r$  décroît doucement jusqu'à 2,5 environ à 30 GHz. Nous pouvons également observer une légère inflexion autour de 1 MHz provoquée, à priori, par une relaxation.

TABLEAU 3.5 – Tableau récapitulatif des techniques de mesures diélectriques utilisées et des résultats obtenus sur PU87.

Technique	Avantages	Inconvénients	Résultats de mesure				
			1 kHz	1 MHz	10 MHz	1 GHz	10 GHz
MIM-Solartron	Facile à mettre en œuvre, large bande	Métallisation du substrat, très sensible aux incertitudes dimensionnelles de l'échantillon	$\varepsilon'_r$ 6,51 $\tan \delta$ 0,03	5,14 0,12	/	/	/
MIM-Impédance	Facile à mettre en œuvre, large bande	Métallisation du substrat, très sensible aux incertitudes dimensionnelles de l'échantillon	$\varepsilon'_r$ 6,53 $\tan \delta$ 0,03	5,00 0,11	4,40 0,12		
MIM-HF	Large bande, peu d'influence des pertes conductrices	Métallisation du substrat, très sensible aux dimensions de l'échantillon, contact des pointes GSG difficile	$\varepsilon'_r$ / $\tan \delta$ /	/	4,84 0,12	3,42 0,10	2,34 0,076
Triplaque	Pas de métallisation du substrat	Échantillon épais, faible bande	$\varepsilon'_r$ / $\tan \delta$ /	/	/	3,53 0,11	/
Stub résonant	Facile à mettre en œuvre, pertes conductrices facilement prises en compte	Métallisation du substrat, mono-fréquence	$\varepsilon'_r$ / $\tan \delta$ /	/	/	/	3,41 0,087
GCPW	Large bande, pertes conductrices prises en compte, peu sensible aux incertitudes dimensionnelles de l'échantillon	Métallisation du substrat, sensible à l'épaisseur de la métallisation, contact des pointes GSG difficile	$\varepsilon'_r$ / $\tan \delta$ /	/	/	3,48 0,13	2,96 0,084

En basse fréquence, les pertes suivent le même processus de forte décroissance jusqu'à atteindre une valeur inférieure à 0,03 autour de 1 kHz. Les pertes sont corrélées à la permittivité relative par effet de causalité. Ceci peut être représenté par les relations de Kramers-Krönig suivantes [103] :

$$\varepsilon'_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{x\varepsilon''_r(x) - \varepsilon_\infty}{x^2 - \omega^2} dx, \quad (3.26)$$

$$\varepsilon''_r(\omega) = -\frac{2\omega}{\pi} \int_0^\infty \frac{\varepsilon'_r(x) - \varepsilon_\infty}{x^2 - \omega^2} dx, \quad (3.27)$$

où  $\varepsilon_\infty$  est la valeur de la permittivité du matériau quand la fréquence est supérieure à celle permettant de mettre les dipôles en oscillation. Ceci correspond donc à la valeur de la permittivité en haute fréquence ( $f \gg$  GHz). Ainsi, lors de l'inflexion sur la permittivité relative, les pertes remontent jusqu'à 0,12 à 10 MHz puis se stabilisent autour de 0,08 environ en haute fréquence (10 GHz). Une discontinuité de la mesure de la permittivité relative et par conséquent une inflexion des pertes apparaissent également sur la bande basse de fréquence de la mesure en MIM-HF (de  $10^7$  à  $5 \cdot 10^8$  Hz), par rapport à la tendance générale.

Finalement, à 10 GHz, les différentes mesures des pertes concordent entre elles avec une valeur d'environ 0,08. Les différentes mesures de  $\varepsilon'_r$  sont plus dispersées, avec une valeur moyenne de 3.

#### b) Vérification et explications des phénomènes observés

Afin d'expliquer ces différentes observations et hypothèses, et ainsi caractériser précisément l'évolution des propriétés diélectriques en fonction de la fréquence, nous utilisons tout d'abord une représentation en diagramme d'Argand :  $\varepsilon''_r$  en fonction de  $\varepsilon'_r$ , des mesures effectuées en MIM-BF de 10 à  $10^7$  Hz (Figure 3.29). Dans les très basses fréquences, à droite sur le graphique, les points de mesures obtenus forment une droite avec une pente abrupte. Ceci signifie qu'il y a un phénomène de conduction [104, 105], ce qui explique les fortes valeurs de pertes et de permittivité à ces fréquences. Ensuite, les résultats de mesures obtenus forment un début de demi-cercle avec un maximum vers 1 MHz, ce qui confirme une relaxation à cette fréquence qui est du type dipolaire. De plus, ce demi-cercle est excentré par rapport à l'axe des ordonnées. Ceci signifie que la relaxation dipolaire ne suit pas le modèle théorique de Debye [105].

Cette relaxation dipolaire se poursuivant à de plus hautes fréquences, il est intéressant d'ajuster un modèle empirique aux mesures de  $\varepsilon_r^*$  autour de 1 MHz. Nous avons choisi les formules empiriques de Havriliak et Negami [106], qui sont issues d'une combinaison des formules de Cole-Cole et de Davidson-Cole [105], ce qui permet un ajustement de pentes de la relaxation dipolaire en HF et BF avec respectivement les coefficients  $\alpha_{HN}$  et  $\beta_{HN}$  tels que :

$$\varepsilon'_r(\omega) = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \times \left( 1 + 2(\omega\tau)^{\alpha_{HN}} \cos(\pi\alpha_{HN}/2) + (\omega\tau)^{2\alpha_{HN}} \right)^{-\beta_{HN}/2} \cos(\beta_{HN}\phi), \quad (3.28)$$

$$\varepsilon''_r(\omega) = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \times \left( 1 + 2(\omega\tau)^{\alpha_{HN}} \cos(\pi\alpha_{HN}/2) + (\omega\tau)^{2\alpha_{HN}} \right)^{-\beta_{HN}/2} \sin(\beta_{HN}\phi), \quad (3.29)$$

où  $\tau$  est le temps de relaxation (s),  $\varepsilon_s$  est la permittivité du matériau en basse fréquence, c'est-à-dire à la fréquence où les dipôles suivent l'oscillation du champ sans déphasage,

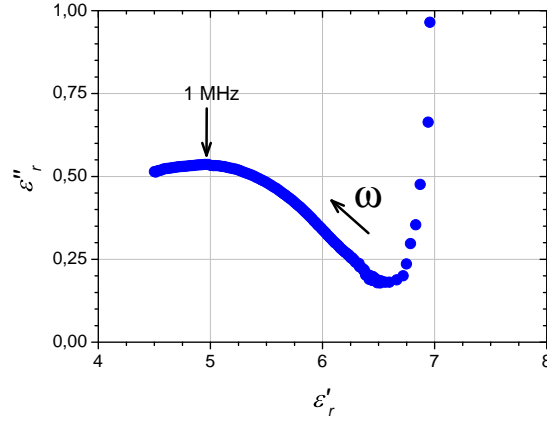


FIGURE 3.29 – Représentation en diagramme d'Argand des mesures de la permittivité complexe du PU87 effectuées par la méthode des capacités MIM en basse fréquence (de  $10$  à  $10^7$  Hz).

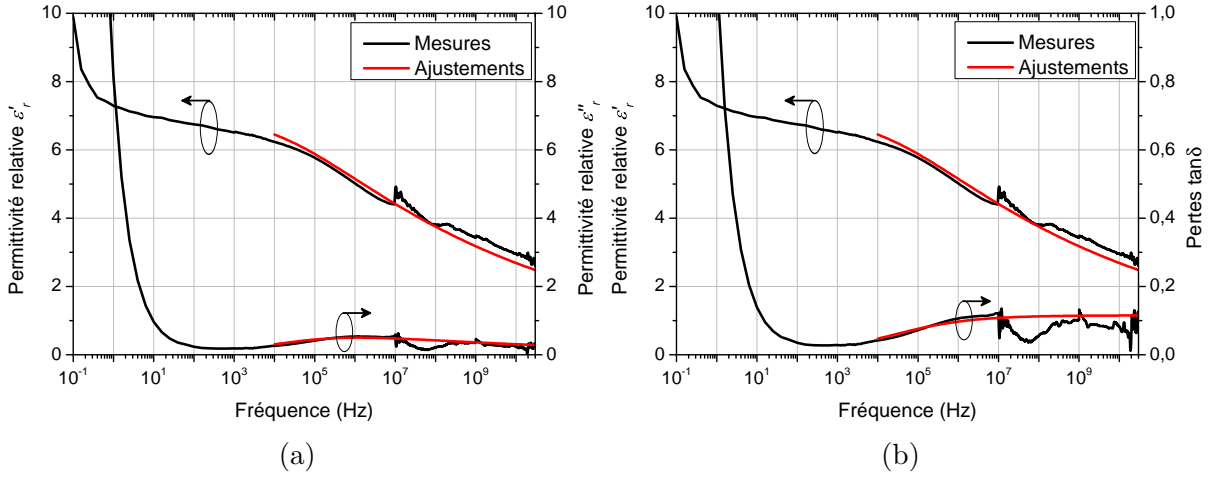


FIGURE 3.30 – Ajustements avec les formules de Havriliak et Negami de a)  $\varepsilon'_r$  et  $\varepsilon''_r$  et de b)  $\varepsilon'_r$  et  $\tan \delta$  issus des mesures sur PU87.

ceci en excluant les contributions dues aux phénomènes de conduction et de diffusion [105] et avec :

$$\phi = \arctan \left( \frac{(\omega\tau)^{\alpha_{HN}} \sin(\pi\alpha_{HN}/2)}{1 + (\omega\tau)^{\alpha_{HN}} \cos(\pi\alpha_{HN}/2)} \right). \quad (3.30)$$

Les ajustements de  $\varepsilon'_r$  et  $\varepsilon''_r$  réalisés avec les formules de Havriliak et Negami sont représentés figure 3.30a. Les valeurs des coefficients obtenus sont les suivants :  $\tau = 7 \cdot 10^{-6}$  s,  $\alpha_{HN} = 0,43$ ,  $\beta_{HN} = 0,17$ ,  $\varepsilon_s = 8,9$  et  $\varepsilon_\infty = 1,9$ . D'après les ajustements réalisés sur  $\varepsilon'_r$  et  $\varepsilon''_r$ , nous déduisons également la valeur de  $\tan \delta$  (Figure 3.30b). Les valeurs de  $\varepsilon'_r$  et  $\tan \delta$  ajusté sont respectivement de 2,70 et 0,11 à 10 GHz ce qui est cohérent avec nos mesures. De plus, la discontinuité et l'inflexion dans la bande basse de fréquence sur les mesures MIM-HF ne sont pas cohérentes avec cet ajustement. Ce type de comportement a déjà été observé avec cette méthode de caractérisation (MIM-HF) et avec le même matériel de mesure sur d'autres types de matériaux comme des céramiques ferroélectriques par exemple [107]. Ces phénomènes seraient donc a priori un artefact de mesure provoqué par le matériel utilisé et non lié à une relaxation dans le matériau.

Pour conclure, les pertes du PU87 sont relativement élevées mais stables en bande



X avec une valeur proche de 0,1. Ce résultat confirme la nécessité d'utiliser une structure membranaire afin de réduire l'influence des pertes diélectriques et ainsi améliorer l'efficacité de l'antenne patch. De plus, la permittivité relative est faible avec une valeur d'environ 3. Ceci est un atout pour le rendement de l'antenne patch comme il a été vu dans le chapitre état de l'art (cf. § 1.3.1). Finalement, nous considérerons les valeurs suivantes pour le PU87 en bande X pour la suite de l'étude :  $\epsilon'_r = 3$  et  $\tan \delta = 0,1$ . Ces propriétés sont tout à fait classiques pour un polymère à ces fréquences de travail comme nous avons pu le voir dans l'état de l'art (cf. § 1.2.4). L'utilisation du PU87 est donc parfaitement possible pour des applications en hyperfréquence, en particulier dans une structure membranaire.

### 3.5 Conclusion du chapitre

La caractérisation diélectrique du PU87 a été effectuée avec différentes techniques sur une large bande de fréquence afin de réaliser une comparaison des différents résultats obtenus. Les mesures en basse fréquence indiquent que les films fabriqués sont de bonne qualité par rapport à la littérature. La difficulté à réaliser des métallisations épaisses sur le PU87 induit des pertes conductrices importantes à haute fréquence qui rendent délicate la détermination des pertes diélectriques. Cependant, il est possible de s'en affranchir en utilisant des techniques de caractérisation adéquates comme la méthode des lignes de transmission coplanaires avec l'extraction des propriétés diélectriques par une méthode analytique couplée à des simulations numériques. De même, la souplesse du substrat rend plus difficile la connexion avec les appareils de mesure, en particulier avec des pointes GSG qui ont tendance à s'enfoncer dans le polymère et à arracher la métallisation.

Finalement, le PU87 est un matériau qui a une faible permittivité, ce qui est intéressant pour son utilisation comme substrat d'antenne, et des pertes relativement élevées. Il s'avère donc parfaitement judicieux de réaliser une structure membranaire (substrat composé d'un film fin de PU87 et d'une couche d'air), afin de limiter l'influence de pertes diélectriques et ainsi augmenter l'efficacité de l'antenne patch.

# Chapitre 4

## Modélisation, dimensionnement et réalisation du système antennaire

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>97</b>
<b>4.2</b>	<b>Théorie : Dimensionnement d'une antenne patch sur cavité</b>	<b>98</b>
4.2.1	Prérequis : le dimensionnement d'un patch rayonnant rectangulaire	99
4.2.2	Épaisseur de la membrane	100
4.2.3	Dimensionnement de la hauteur de la cavité	101
4.2.4	Dimension du patch rayonnant	102
4.2.5	Taille de la membrane	102
4.2.6	Alimentation de l'antenne	103
<b>4.3</b>	<b>Modélisation numérique 3D</b>	<b>105</b>
4.3.1	Adaptation en impédance de l'antenne simulée	106
4.3.2	Performance radiative de l'antenne simulée	109
4.3.3	Conclusion	111
<b>4.4</b>	<b>Protocole de fabrication de l'antenne membranaire</b>	<b>112</b>
<b>4.5</b>	<b>Caractérisations antennaires du dispositif développé</b>	<b>114</b>
4.5.1	Les connectiques utilisées	114
4.5.2	Mesure de l'adaptation	115
4.5.3	Influence des incertitudes de fabrication	116
4.5.4	Mesure du rayonnement de l'antenne	116
4.5.5	Conclusion	118
<b>4.6</b>	<b>Conclusion du chapitre</b>	<b>118</b>

---

### 4.1 Introduction

Le système antennaire accordable en fréquence développé dans cette thèse est une antenne « patch » imprimée sur substrat membranaire souple en polyuréthane (Figure 4.1). La fréquence de résonance  $f_{res}$  initiale, son rendement et son taux d'accord en fréquence éventuel sont conditionnés par les dimensions géométriques du dispositif antennaire et des propriétés des matériaux qui le composent (conductivité, permittivité). Le dimensionnement géométrique du système antennaire consiste, dans un premier temps, à définir l'épaisseur du substrat diélectrique, c'est-à-dire l'épaisseur de la membrane et la hauteur du gap d'air. Ces paramètres vont ensuite conditionner les dimensions du patch rectan-

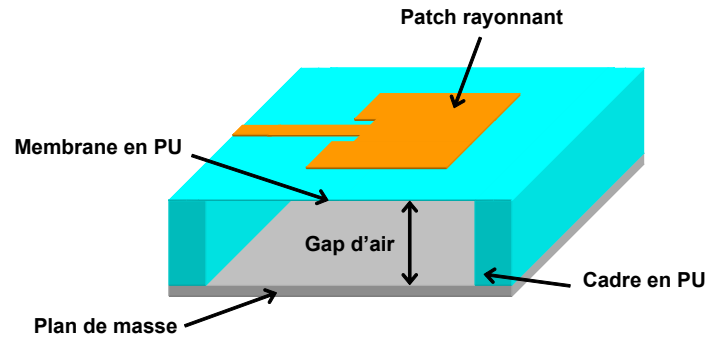


FIGURE 4.1 – Schéma en 3D de la structure de l'antenne patch sur substrat membranaire en PU suspendu sur une cavité d'air.

gulaire rayonnant pour obtenir une fréquence de résonance de 10 GHz. Ceci va également déterminer les dimensions de la ligne d'alimentation microruban, de la surface de la membrane et celles de l'échantillon final.

Le choix de la valeur des dimensions de l'antenne est donc le résultat du compromis entre les trois critères suivants :

- les performances de l'antenne,
- les performances de l'actionnement,
- les procédés technologiques de réalisation.

Ce chapitre présente tout d'abord l'étude théorique qui a permis de définir les différentes dimensions de l'antenne patch membranaire. Pour cela, les propriétés diélectriques du substrat utilisées sont celles définies dans le chapitre précédent (cf. § 3.4.2) lors de la caractérisation diélectrique du PU87 :  $\epsilon'_r = 3$  et  $\tan \delta = 0,1$ . Ensuite, la modélisation numérique de l'antenne est présentée afin d'optimiser l'adaptation en impédance de l'antenne et prédire ses performances radiatives. Dans un troisième temps, le protocole de fabrication de l'antenne patch membranaire en PU87 développé lors de cette thèse est détaillé. Pour finir, la caractérisation des performances antennaires initiales, c'est-à-dire sans actionnement, mesurée sur un dispositif fabriqué est exposée (fréquence de résonance, diagramme de rayonnement et rendement).

## 4.2 Théorie : Dimensionnement d'une antenne patch sur cavité

Le schéma de la structure antenne patch sur membrane est représenté figure 4.1. Elle est composée d'une membrane supportant le patch rayonnant sur un cadre pour créer la cavité d'air entre elle et le plan de masse. La structure d'antenne patch sur cavité d'air a été proposée initialement par K.F. Lee *et al.* [51] (cf. § 1.3.3). Nous avons choisi de réaliser le cadre et la membrane dans le même matériau (le PU87) pour faciliter la procédure de fabrication de l'antenne. L'étude théorique qui suit présente les différents choix dimensionnels de la structure membranaire (l'épaisseur et la surface de la membrane, la hauteur de la cavité, la taille du patch rayonnant et la topologie d'alimentation de l'antenne) qui ont été faits et leur justification.

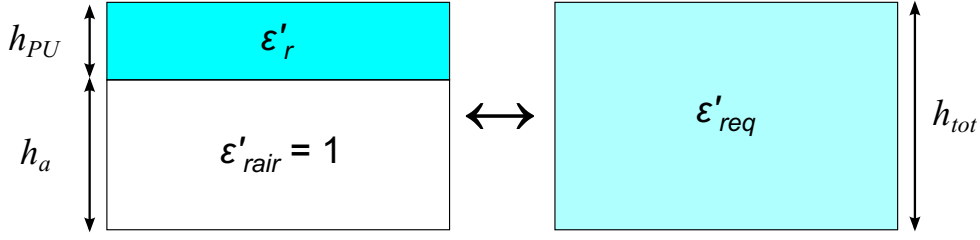


FIGURE 4.2 – Schéma d'un diélectrique bicouche (PU87/air) modélisé en un substrat homogène équivalent de même épaisseur totale.

#### 4.2.1 Prérequis : le dimensionnement d'un patch rayonnant rectangulaire

Le substrat diélectrique de l'antenne membranaire est composé de deux couches diélectriques différentes en parallèle, l'air et le PU87, d'épaisseur respective  $h_a$  et  $h_{PU}$ . Nous pouvons considérer l'ensemble comme un substrat homogène équivalent (Figure 4.2) d'une épaisseur totale  $h_{tot} = h_a + h_{PU}$  et avec une permittivité relative équivalente  $\varepsilon'_{req}$  telle que [51] :

$$\varepsilon'_{req} = \frac{\varepsilon'_r(h_{PU} + h_a)}{h_{PU} + \varepsilon'_r h_a} = \frac{\varepsilon'_r h_{tot}}{h_{PU} + \varepsilon'_r(h_{tot} - h_{PU})}, \quad (4.1)$$

où  $\varepsilon'_r$  est la permittivité relative du PU87, celle de l'air étant égale à 1.

Le calcul des dimensions du patch antennaire est réalisé de manière analytique dans le cadre du modèle de la ligne de transmission décrit par C.A. Balanis [24] ou par J.M Laheurte [1].

La largeur  $W_p$  du patch rayonnant rectangulaire est définie telle que :

$$W_p = \frac{c}{2f_{res}\sqrt{\frac{\varepsilon'_{req}+1}{2}}}, \quad (4.2)$$

où  $c$  est la célérité de la lumière et  $f_{res}$  la fréquence de résonance fondamentale de l'antenne suivant sa longueur (mode  $TM_{01}$ ,  $f_{res} = 10$  GHz dans notre cas).

À la résonance, les lignes de champs  $\vec{E}$  débordent du patch (Figure 4.3). Par conséquent, le patch est électriquement plus long que sa dimension physique. Pour prendre en compte cet effet dans le dimensionnement de la structure, il est nécessaire d'ajouter la longueur de débordement de champ  $\Delta L$  de chaque côté du patch. La formule classiquement utilisée pour estimer  $\Delta L$  est donnée par E.O. Hammerstad dans [92] tel que :

$$\Delta L = 0,412 h_{tot} \frac{(\varepsilon'_{reff} + 0,3) \left(\frac{W_p}{h_{tot}} + 0,264\right)}{(\varepsilon'_{reff} - 0,258) \left(\frac{W_p}{h_{tot}} + 0,813\right)}, \quad (4.3)$$

où  $\varepsilon'_{reff}$  est la permittivité relative effective définie également par E.O. Hammerstad [92] par l'équation (3.8) en utilisant la permittivité relative équivalente  $\varepsilon'_{req}$  définie précédemment (eq. 4.1).

Ainsi, la longueur électrique du patch  $L_e$ , qui définit la fréquence de résonance  $f_{res}$ , est donnée par :

$$L_e = L_p + 2\Delta L = \frac{c}{2f_{res}\sqrt{\varepsilon'_{reff}}}, \quad (4.4)$$

où  $L_p$  est la longueur physique du patch.

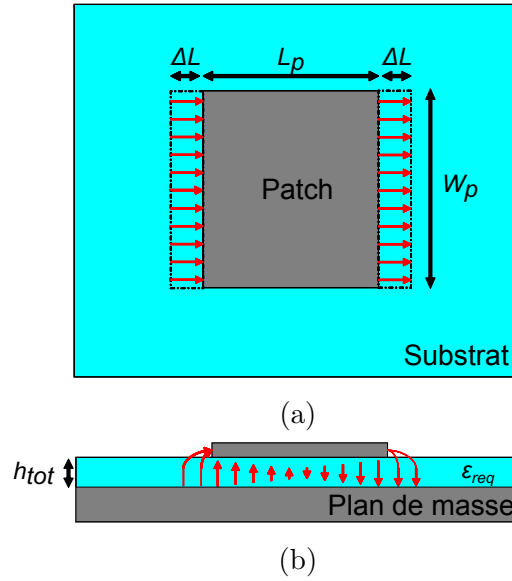


FIGURE 4.3 – Schémas a) vu de dessus et b) vu en coupe, d'une antenne patch avec le débordement des lignes de champ  $\vec{E}$  (flèches rouges) modifiant la longueur électrique de l'antenne, adaptés de [24].

Pour dimensionner la taille du patch rayonnant, nous devons tout d'abord définir les épaisseurs du substrat diélectrique bicouche, c'est-à-dire l'épaisseur de la membrane et la hauteur de la cavité d'air.

### 4.2.2 Épaisseur de la membrane

Le choix de l'épaisseur de la membrane résulte d'un compromis entre la diminution de l'influence des pertes diélectriques du polyuréthane et sa tenue mécanique. La membrane doit également être manipulable lors des diverses opérations de fabrication de la structure. Pour quantifier l'influence des pertes diélectriques dans la structure membranaire, nous avons réalisé des simulations EM à l'aide du logiciel HFSS® de ligne microruban  $50\ \Omega$  sur membrane de PU87 d'épaisseur ( $h_{PU}$ ) sur un gap d'air ( $h_a$ ) variable avec une métallisation sans pertes conductrices (Perfect Electric Conductor, PEC) (Figure 4.4a) [44]. Les pertes d'insertion de la ligne microruban issues des pertes diélectriques sont comparées à celles d'une ligne microruban sur PU87 massif de  $150\ \mu\text{m}$  d'épaisseur (Figure 4.4b). À noter que, pour la structure membranaire, l'épaisseur totale du diélectrique entre les deux conducteurs ( $h_{tot} = h_{PU} + h_a$ ) vaut également  $150\ \mu\text{m}$ .

À  $10\ \text{GHz}$ , les pertes d'insertion simulées sur PU87 massif sont de  $-1,38\ \text{dB/cm}$ . Elles diminuent fortement lors du passage en membrane avec, par exemple,  $-0,26\ \text{dB/cm}$  pour  $40\ \mu\text{m}$  de PU87 sur  $110\ \mu\text{m}$  d'air. Par comparaison, pour des substrats rigides classiquement utilisés avec une épaisseur identique, les pertes d'insertion seraient les suivantes :

- substrat FR4 ( $h_{FR4} = 150\ \mu\text{m}$ ;  $\epsilon'_r = 4,7$ ;  $\tan \delta = 0,0197$ ) :  $-0,42\ \text{dB/cm}$ ,
- substrat RT Duroïd ( $h_{RTD} = 150\ \mu\text{m}$ ;  $\epsilon'_r = 2,2$ ;  $\tan \delta = 0,0009$ ) :  $-0,08\ \text{dB/cm}$ .

Ainsi, le passage en membrane permet d'avoir des pertes d'insertion dans la gamme des substrats utilisés en HF et donc d'avoir un poids des pertes diélectriques acceptable. Notre choix se porte donc pour l'épaisseur minimale réalisable en pratique pour que la membrane soit manipulable, c'est-à-dire  **$40\ \mu\text{m}$**  (cf. § 2.2.2).

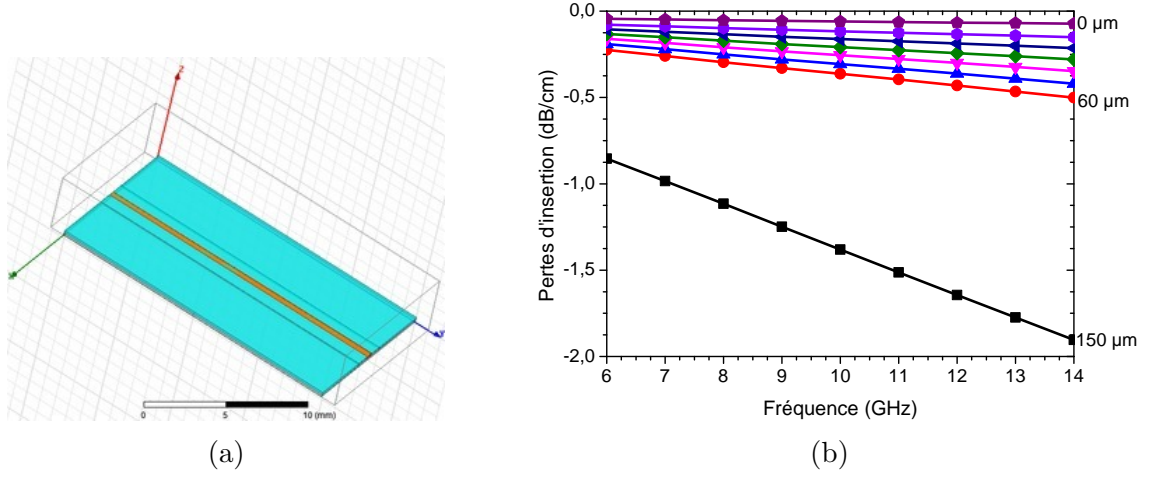


FIGURE 4.4 – a) Modèle HFSS® d'une ligne microruban  $50 \Omega$  sur substrat membranaire pour la détermination des pertes d'insertion. b) Pertes d'insertion issues de la simulation sous HFSS® d'une ligne microruban  $50 \Omega$  sur substrat de PU87 plein ( $150 \mu\text{m}$ ) et sur membrane de PU87 de  $60$  à  $0 \mu\text{m}$  d'épaisseur par pas de  $10 \mu\text{m}$  avec une hauteur totale de diélectrique de  $150 \mu\text{m}$ .

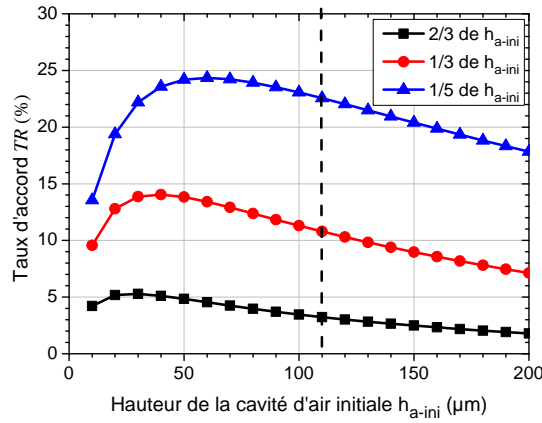


FIGURE 4.5 – Variation de la fréquence théorique ( $TR$  en %) d'antennes patch en fonction du gap d'air initial  $h_{a-ini}$  pour différentes valeurs du gap d'air simulant la déflexion de la membrane.

### 4.2.3 Dimensionnement de la hauteur de la cavité

La hauteur de la cavité d'air sous la membrane est, quant à elle, le résultat d'un compromis entre le taux d'accord et les performances de rayonnement de l'antenne. En effet, la hauteur de la cavité va définir l'épaisseur totale de diélectrique  $h_{tot} = h_a + h_{PU}$  (cavité d'air + membrane de PU87) entre le patch et le plan de masse, donc les performances radiatives de l'antenne. Elle va également définir la hauteur du mouvement possible par la membrane, donc la variation de fréquence réalisable. Pour cela, le dimensionnement du patch de plusieurs antennes avec une membrane de  $40 \mu\text{m}$  pour plusieurs hauteurs de cavité d'air ( $h_a$ ) initiale a été effectué grâce au modèle de la ligne de transmission [1, 24]. Ensuite, nous avons calculé avec les équations 4.4 et 1.6, la variation de fréquence ( $TR$  en %) résultant d'une modification de la hauteur ( $h_a$ ) de la cavité d'air de  $1/3$ ,  $2/3$  et  $1/5$  par rapport à la hauteur initiale  $h_{a-ini}$  (Figure 4.5).

Nous constatons qu'il est intéressant de travailler avec une hauteur initiale inférieure à  $100 \mu\text{m}$  pour avoir une grande plage d'accord. Cependant, l'épaisseur totale du substrat

doit être comprise entre 90  $\mu\text{m}$  et 1,5 mm à 10 GHz afin d'avoir un bon compromis entre la bande passante et le rendement de l'antenne (cf. § 1.3.1) [30]. En prenant en compte ces paramètres et les épaisseurs de films réalisables pour le cadre, nous avons décidé pour la suite d'adopter **une valeur de 110  $\mu\text{m}$**  (Figure 4.5).

#### 4.2.4 Dimension du patch rayonnant

Compte tenu de l'épaisseur du substrat diélectrique bicouche choisi en position initiale ( $h_{PU} = 40 \mu\text{m}$  et  $h_a = 110 \mu\text{m}$ ), la permittivité relative équivalente  $\varepsilon'_{req}$  est d'environ 1,22. Par conséquent, la longueur  $L_p$  et la largeur  $W_p$  du patch sont respectivement de 13,34 mm et de 14,19 mm pour un rayonnement de l'antenne à 10 GHz dans notre configuration. Ces dimensions du patch rayonnant sont grandes, ce qui va induire une grande surface de membrane suspendue.

Pour rappel, la fréquence de résonance de l'antenne est définie telle que :

$$f_{res} = \frac{c}{2L_e \sqrt{\varepsilon'_{reff}}}. \quad (4.5)$$

Sa variation et celle de la permittivité relative effective  $\varepsilon'_{reff}$  autour du patch, calculées en fonction de la hauteur du diélectrique  $h_{tot}$  prédite par le modèle de la ligne de transmission sont représentées figure 4.6. La variation de fréquence est due à deux effets antagonistes tels que [44] :

- si  $h_{tot}$  augmente, la permittivité relative équivalente ( $\varepsilon'_{req}$ ) du diélectrique diminue pour tendre vers 1, d'où une diminution de la permittivité relative effective  $\varepsilon'_{reff}$  autour du patch et donc une augmentation de la fréquence de résonance de l'antenne, il est noté *effet 1* par la suite ;
- si  $h_{tot}$  augmente, le débordement des lignes de champs  $\vec{E}$  ( $\Delta L$ ) augmente donc la longueur électrique de l'antenne est plus importante, ce qui diminue la fréquence de résonance de l'antenne, il est noté *effet 2* par la suite.

Cependant, l'*effet 1* est prépondérant quand  $h_{tot}$  est petit ( $< 400 \mu\text{m}$  environ dans notre cas) car  $\varepsilon'_{reff}$  varie rapidement. Ensuite, quand  $h_{tot}$  est grand ( $> 400 \mu\text{m}$  environ dans notre cas),  $\varepsilon'_{reff}$  tend vers 1 et l'*effet 2* est dominant (Figure 4.6).

Le taux d'accord maximal théorique en réduisant ou en augmentant le gap d'air est respectivement d'environ 42,50 % et 4,25 % pour notre cas. Nous constatons qu'il est donc beaucoup plus intéressant d'explorer la zone où la hauteur du gap d'air diminue car une plus grande variation de la fréquence de résonance est possible en théorie. De plus le mouvement de la membrane nécessaire est plus faible dans ce cas. Ceci rend donc l'actionnement électrique (réduction du gap d'air engendrée par une force électrostatique) plus avantageux que le gonflement par actionnement pneumatique (augmentation du gap d'air) [44].

#### 4.2.5 Taille de la membrane

Le cadre qui supporte la membrane (Figure 4.1) doit être éloigné du patch rayonnant de plus de sept fois l'épaisseur du substrat pour ne pas perturber son rayonnement [44]. Cependant, il doit être suffisamment petit pour que la membrane n'ait pas une surface trop importante, ce qui provoquerait son affaissement. Considérant la taille du patch définie précédemment, la membrane doit avoir une longueur  $L_m$  et une largeur  $W_m$  minimale telles que :

$$L_m > 2 \times 7 \times h_{tot} + L_p = 15,44 \text{ mm}, \quad (4.6)$$

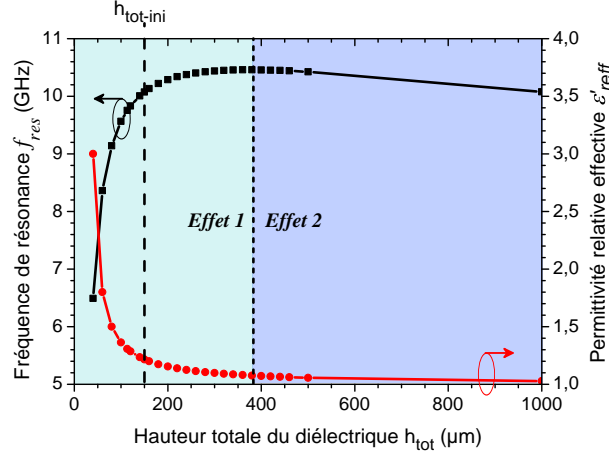


FIGURE 4.6 – Variation de la fréquence  $f_{res}$  et de la permittivité relative effective  $\epsilon'_{eff}$  calculée par le modèle de la ligne de transmission en fonction de la hauteur totale du diélectrique  $h_{tot}$ .

et

$$W_m > 2 \times 7 \times h_{tot} + W_p = 16,29 \text{ mm.} \quad (4.7)$$

Nous avons donc choisi arbitrairement de réaliser des membranes de  $20 \times 20 \text{ mm}^2$ , le tout sur des échantillons de  $30 \times 30 \text{ mm}^2$  pour des raisons de manipulation de la membrane, de stockage des échantillons et d'uniformité de la métallisation.

#### 4.2.6 Alimentation de l'antenne

La technique d'alimentation du patch rayonnant de l'antenne est un point important des dispositifs antennaires. Le signal HF doit être acheminé vers le patch rayonnant avec le minimum de pertes possible afin d'obtenir un bon rendement du dispositif. Ce point est particulièrement critique dans notre étude. En effet, l'alimentation de l'antenne ne doit pas être perturbée par le mouvement de la membrane lors de son actionnement mécanique. C'est-à-dire que, lors de ce mouvement, l'adaptation en impédance entre l'alimentation et le patch doit être optimale le plus longtemps possible afin d'avoir un rendement suffisant dans la bande de fréquence explorée.

##### Le choix du type d'alimentation

Les techniques d'alimentation HF du patch métallique peuvent être classées en deux catégories : les techniques par contact avec le patch rayonnant et celles sans contact [24]. La première catégorie regroupe le couplage par ligne microruban et par sonde coaxiale (Figure 4.7a et 4.7b). La deuxième est composée du couplage de proximité et du couplage à travers une fente rayonnante (Figure 4.7c et 4.7d). Pour notre étude sur antenne patch imprimée sur substrat membranaire en polymère, toutes ces techniques ont un intérêt.

La première technique d'alimentation consiste à réaliser une ligne microruban sur le substrat en contact avec le patch rayonnant. Cette méthode a l'avantage d'être peu coûteuse et facile à mettre en place car sa réalisation est concomitante à celle du patch. Cependant, une ligne microruban crée un rayonnement parasite qui peut perturber le rayonnement propre du patch (déformation du diagramme de rayonnement). De même, les fortes contraintes mécaniques peuvent engendrer des micro-fissures dans la ligne et donc couper l'alimentation du patch. La ligne étant imprimée sur le polyuréthane et avec



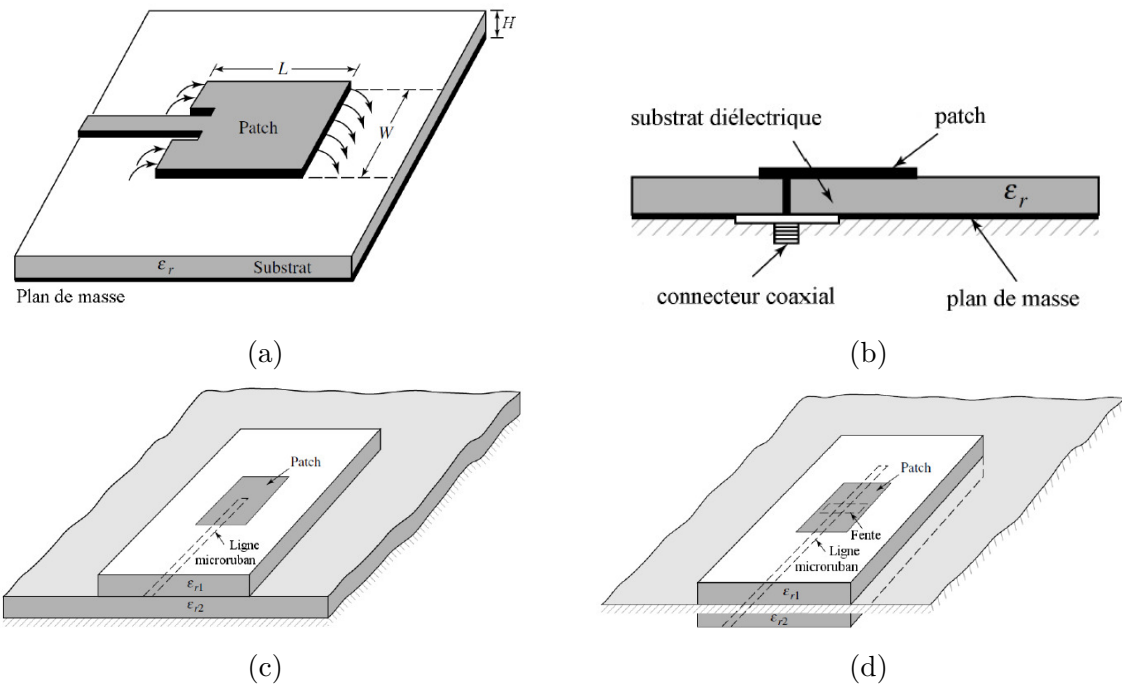


FIGURE 4.7 – Schéma d'alimentation d'antenne patch par contact : a) ligne microruban, b) sonde coaxiale ; et sans contact : c) couplage de proximité, d) par fente. Adapté de [1].

une faible épaisseur de métallisation, les pertes d'insertion, en particulier sur la partie massive du diélectrique, devraient également contribuer à la réduction du rendement de l'antenne.

La technique d'alimentation par sonde coaxiale permet de s'affranchir des désavantages de la ligne microruban, en particulier du rayonnement parasite et de la fragilité de la métallisation. Elle consiste à connecter l'âme d'un câble coaxial en face arrière du patch rayonnant à travers le diélectrique. Elle requiert donc un perçage du substrat et une soudure avec le patch métallique ce qui est rédhibitoire dans notre cas.

Les deux techniques sans contact utilisent le couplage par rayonnement entre le patch rayonnant et la ligne d'alimentation, soit directement (couplage de proximité) ou par l'intermédiaire d'une fente rayonnante (couplage par fente rayonnante). Elles ont l'intérêt de ne pas produire de rayonnement parasite et de ne pas exciter les modes de résonance non souhaités. Cependant, leurs réalisations demandent plusieurs niveaux de métallisation structurés, sont difficiles à dimensionner et nécessitent une grande précision d'alignement entre les éléments pour obtenir le couplage voulu. De plus, dans notre structure antenne, la reconfiguration en fréquence de l'antenne est effectuée mécaniquement par un actionnement électrique, c'est-à-dire qu'une tension DC est appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse (le principe de cet actionnement est détaillé plus précisément dans le chapitre suivant, cf. § 5.2.2). Pour appliquer cette tension, le patch doit donc être en contact avec une ligne d'alimentation. Pour simplifier le dimensionnement et la réalisation de la structure antenne, il est intéressant d'exploiter la même alimentation pour la transmission du signal HF et pour la tension d'actionnement DC. Par conséquent, les techniques d'alimentation sans contact ne sont pas pertinentes dans notre cas.

Compte tenu de tous ces éléments, c'est la ligne microruban qui a été choisie lors de cette thèse pour alimenter le patch rayonnant car elle permet de coupler l'alimentation du signal HF à transmettre et celle du signal DC pour l'actionnement électrique. De plus,

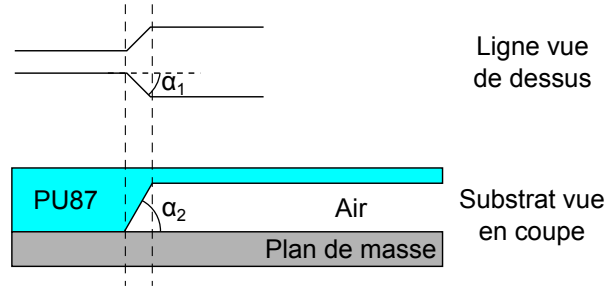


FIGURE 4.8 – Schéma de la transition *Tapper* de la ligne d'alimentation microruban de la partie massive à la partie membranaire du substrat diélectrique. Adapté de [44].

d'un point de vue technologique, elle est réalisée facilement en même temps que le patch lors de l'étape de métallisation.

### Dimensionnement de la ligne microruban

Pour des raisons pratiques de fabrication et de possibilité d'appliquer la tension d'actionnement à l'antenne, notre choix d'alimentation du patch s'est donc porté sur la ligne microruban. Pour réaliser et faciliter la connexion avec le VNA, la ligne est également imprimée sur le cadre (PU87 massif) jusqu'au bord de l'échantillon. Cette portion de ligne sur la partie massive du PU87 doit être la plus courte possible afin de limiter au maximum les pertes d'insertion. La largeur de la ligne, déterminée par simulation sous HFSS®, sur la partie massive  $W_{l1}$  est de 380  $\mu\text{m}$  et celle sur la partie membranaire  $W_{l2}$  est de 651  $\mu\text{m}$  afin qu'elles aient une impédance de 50  $\Omega$ . Le passage de la partie massive du PU87 à la partie membranaire est réalisé par une transition spécifique déjà utilisée sur ce type de structure membranaire par N. Tiercelin *et al.* [3, 41, 42, 44] pour limiter au maximum les pertes. Le profil de cette transition est présenté figure 4.8.

La transition consiste à relier les deux tronçons de ligne de largeurs différentes par une section de ligne de forme trapézoïdale nommée « *Tapper* » et paramétrée par l'angle  $\alpha_1$  (Figure 4.8). La transition plus ou moins abrupte du PU87 massif au PU87 membranaire est quant à elle paramétrée par l'angle  $\alpha_2$  (Figure 4.8). Les études précédentes sur ce type de transition ont montré que l'onde est transmise de manière optimale dans le cas où  $\alpha_1 = 30^\circ$  avec une transition abrupte ( $\alpha_2 = 90^\circ$ ) centrée au milieu du trapèze [44]. En pratique, la fabrication d'une transition abrupte s'avère la plus facile à réaliser, car elle ne nécessite qu'un simple découpage du film de PU87 qui sert de cadre. Finalement, en raison des largeurs de lignes 3D et de l'angle  $\alpha_1$ , la transition a une longueur  $L_{Tapper}$  de 271  $\mu\text{m}$ .

## 4.3 Modélisation numérique 3D

Dans le but de valider les dimensions précédemment calculées, la structure antennaire est modélisée numériquement en 3D avec le logiciel HFSS®. Cette simulation va également permettre d'optimiser l'adaptation en impédance entre la ligne d'alimentation et l'antenne patch et prédire son comportement en rayonnement. Les réglages utilisés sont ceux présentés dans la section 2.5.

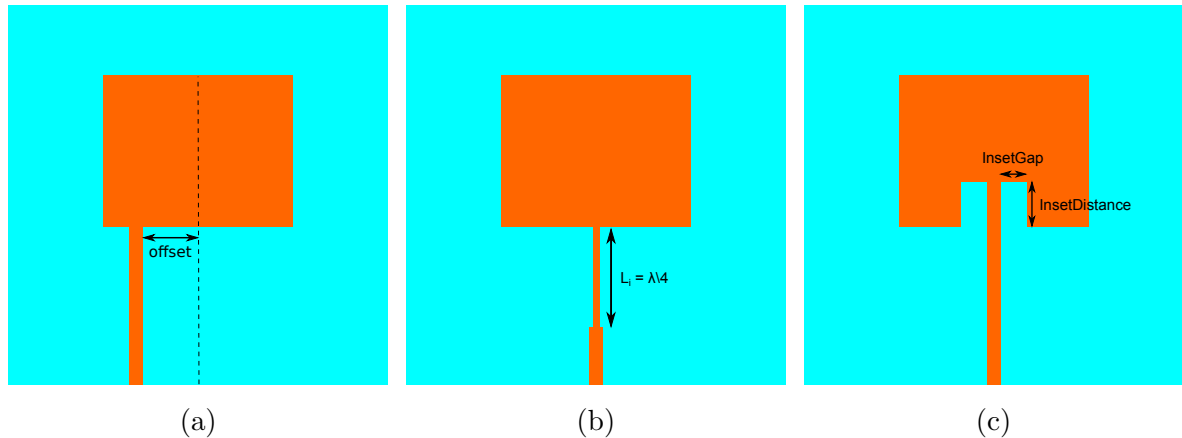


FIGURE 4.9 – Schémas des différentes techniques d'adaptation en impédance entre la ligne d'alimentation et le patch rayonnant : a) ligne décalée, b) ligne quart d'onde et c) ligne avec encoches.

### 4.3.1 Adaptation en impédance de l'antenne simulée

Afin d'optimiser le transfert du signal entre la ligne d'alimentation et le patch rayonnant, les deux éléments doivent être adaptés en impédance. La ligne d'alimentation est dimensionnée pour avoir une impédance de  $Z_l = 50 \, \Omega$ , qui est l'impédance classique des systèmes en hyperfréquence (VNA, câbles, connecteurs, etc.). La distribution des courants et des tensions dans le patch rayonnant à la fréquence de résonance conduit à avoir une impédance nulle au centre du patch et une grande impédance  $Z_p$  au centre des bords rayonnants, typiquement entre 180 et 250  $\Omega$  [45]. La ligne d'alimentation est connectée au patch sur un bord rayonnant, par conséquent, une adaptation en impédance entre les deux éléments est nécessaire pour obtenir une bonne transmission du signal. Pour cela, plusieurs techniques d'adaptation en impédance ont été testées en simulation : le décalage de la ligne micro-ruban par rapport au centre du patch (offset) (Figure 4.9a), l'ajout d'une ligne micro-ruban quart d'onde entre le patch et la ligne d'alimentation 50  $\Omega$  (Figure 4.9b) et la réalisation d'encoches dans le patch autour de la ligne micro-ruban (Insetfed) (Figure 4.9c).

L'adaptation du système d'alimentation avec le patch rayonnant est vérifiée par le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne (eq. 1.2). À la fréquence de résonance où l'antenne est parfaitement adaptée, le  $S_{11}$  tend vers l'infini, ceci se caractérise par l'apparition d'un pic dit de résonance lorsque ce paramètre est tracé en fonction de la fréquence. Classiquement, il est considéré que l'adaptation entre les éléments est correcte lorsque la profondeur du pic de résonance est inférieure à  $-10 \, \text{dB}$ .

#### La ligne décalée

Cette technique consiste à déplacer la ligne micro-ruban du centre vers le bord du patch afin de rechercher une impédance  $Z_p$  proche de 50  $\Omega$  (Figure 4.9a) [25]. Elle a l'avantage de ne pas nécessiter de mise en forme particulière de la ligne d'alimentation et du patch rayonnant. Le résultat de la simulation pour une ligne décalée de 3 mm par rapport au bord du patch est présenté figure 4.10a. L'adaptation par cette technique est parfaitement réalisée mais nous observons deux pics de résonances. Ceci correspond à l'excitation du patch suivant sa longueur (mode  $\text{TM}_{01}$ ) mais aussi d'un autre mode de résonance de l'antenne suivant sa largeur (mode  $\text{TM}_{10}$ ), ce qui est problématique dans notre cas pour

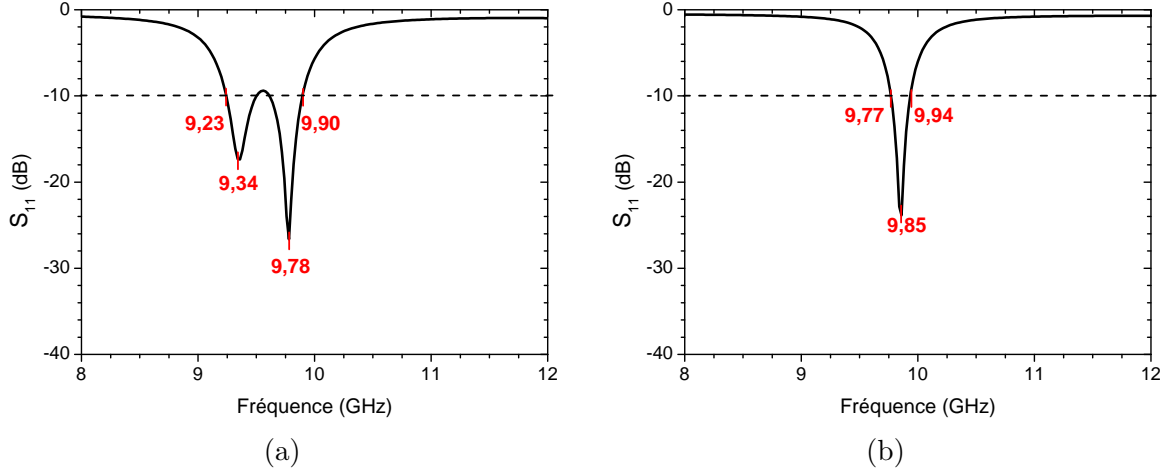


FIGURE 4.10 – Résultats de simulation de l'adaptation d'impédance a) par la technique de la ligne décalée et b) par la ligne quart d'onde.

le suivi de la variation de fréquence même si la bande passante de l'antenne s'en trouve améliorée. De plus, la structure n'a aucune symétrie, ce qui va nuire à la symétrie du diagramme de rayonnement et donc induire une valeur de la composante croisée élevée (polarisation non linéaire) [1]. Par conséquent, cette technique ne sera pas utilisée par la suite.

### La ligne quart d'onde

L'adaptation peut se faire en intercalant entre la ligne d'alimentation, d'impédance  $Z_l$  et le patch d'impédance  $Z_p$  un tronçon de ligne intermédiaire de longueur  $L_i = \lambda_g/4$ , d'où le nom de ligne quart d'onde, où  $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon'_{\text{eff}}}$  avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde se propageant dans le vide (Figure 4.9b). Du fait de cette longueur particulière, cette ligne intermédiaire est le siège d'une onde stationnaire. Ainsi, son impédance  $Z_i$  est liée aux deux éléments à connecter tel que [108] :

$$\frac{Z_p}{Z_i} = \frac{Z_i}{Z_l}. \quad (4.8)$$

Ceci permet d'adapter l'impédance entre les deux éléments en choisissant une ligne quart d'onde avec une impédance telle que :

$$Z_i = \sqrt{Z_p Z_l}. \quad (4.9)$$

Le résultat de simulation de l'adaptation obtenu avec cette technique est présenté figure 4.10b. L'antenne patch est parfaitement adaptée en impédance avec un seul pic de résonance proche de 10 GHz. Cette technique est donc très intéressante. Cependant, elle est faible bande, c'est-à-dire que lorsque la fréquence de résonance de l'antenne va être modifiée, la ligne quart d'onde ne sera pas à la bonne dimension, ce qui va réduire la qualité de la transmission. De plus, l'ensemble des lignes va s'avérer très long, ce qui va demander une grande cavité. Cela pose problème pour la tenue mécanique de la membrane et va diminuer le rendement de l'antenne à cause des pertes d'insertion.

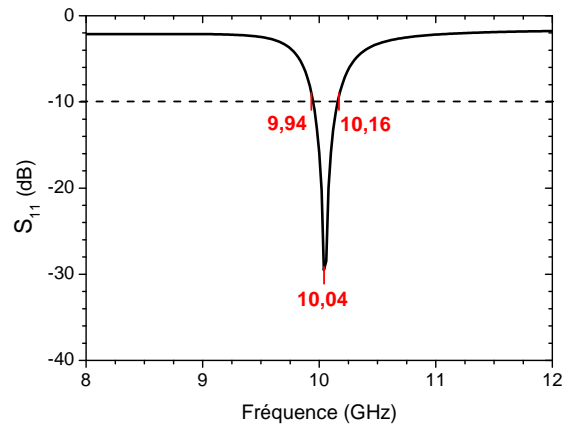


FIGURE 4.11 – Résultats de simulation de l’adaptation d’impédance de l’antenne développée avec une adaptation par encoches.

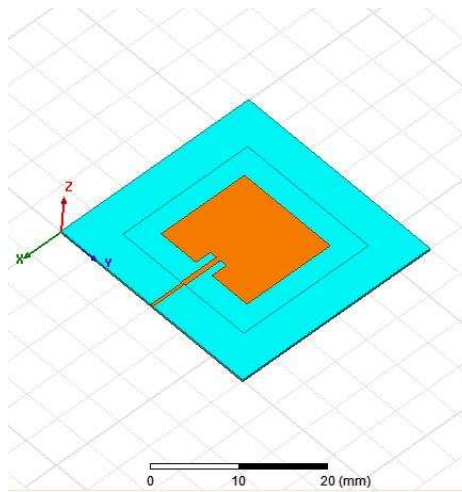


FIGURE 4.12 – Modèle numérique 3D sous HFSS® de l’antenne patch membranaire adaptée avec des encoches.

### La technique par encoches

Cette technique consiste à obtenir un point d’alimentation avec une impédance de  $50 \Omega$  en faisant pénétrer la ligne d’alimentation parfaitement centrée dans le patch par la réalisation d’encoches (Figure 4.9c) [25]. La profondeur *InsetDistance* des encoches va déterminer la valeur de l’impédance du patch  $Z_p$  à laquelle est connectée la ligne d’alimentation. Le résultat de l’adaptation de l’antenne avec des encoches est présenté figure 4.11. Comme pour la technique par ligne quart d’onde, l’antenne est bien adaptée avec un seul pic de résonance proche de 10 GHz. Elle est également faible bande, c’est-à-dire que la reconfiguration fréquentielle de l’antenne va désadapter la ligne microruban et le patch rayonnant. Cependant, elle ne nécessite pas de longueur de ligne spécifique, ce qui nous permet de faire des lignes courtes afin de diminuer les pertes d’insertion.

La technique d’adaptation par encoches est donc la plus intéressante malgré sa tenue en fréquence limitée. La meilleure adaptation est obtenue pour une profondeur des encoches *InsetDistance* de 2,3 mm. La largeur des encoches est classiquement égale à la largeur de la ligne microruban qui est de 0,651 mm dans notre cas. La métallisation étant réalisée à travers un masque mécanique, nous avons défini une largeur *InsetGap* égale à 1 mm afin d’augmenter la rigidité du masque et donc faciliter son plaquage. Ceci permettra d’avoir

TABLEAU 4.1 – Dimensions de l’antenne patch développée.

Dimensions	Nom	Valeurs (mm)
Longueur du substrat	$L_{sub}$	30
Largeur du substrat	$W_{sub}$	30
Longueur de la membrane	$L_m$	20
Largeur de la membrane	$W_m$	20
Longueur du patch	$L_p$	13,34
Largeur du patch	$W_p$	14,19
Longueur de la ligne d’alimentation 1 (sur le cadre)	$L_{l1}$	4,864
Largeur de la ligne d’alimentation 1 (sur le cadre)	$W_{l1}$	0,380
Longueur de la ligne d’alimentation 2 (sur la membrane)	$L_{l2}$	3,195
Largeur de la ligne d’alimentation 2 (sur la membrane)	$W_{l2}$	0,651
Longueur du <i>Tapper</i>	$L_{Tapper}$	0,271
Longueur de l’encoche d’adaptation	InsetDistance	2,3
Largeur de l’encoche d’adaptation	InsetGap	1

un bon respect des dimensions géométriques des éléments métalliques.

### Performances simulées de l’antenne développée

L’antenne patch développée avec une alimentation par ligne microruban et adaptée par la méthode des encoches (Insetfed) (Figure 4.12) a une fréquence de résonance  $f_{res}$  de 10,04 GHz avec une bande passante  $BP$  à  $-10$  dB de 220 MHz, soit 2,2 % (Figure 4.11).

L’ensemble des dimensions géométriques de l’antenne définies dans cette étude est répertorié dans le tableau 4.1 et représenté sur le schéma de l’antenne patch vue de dessus dans la figure 4.13.

#### 4.3.2 Performance radiative de l’antenne simulée

La simulation numérique nous permet d’estimer la manière dont l’antenne patch rayonne dans l’espace libre. Le champ électrique  $\vec{E}$  de l’onde rayonnée par une antenne patch se trouve toujours dans le même plan. Elle est donc polarisée linéairement [1]. Pour la caractérisation du diagramme de rayonnement de ce type d’antenne, il est classiquement défini deux plans de mesures, le plan E et le plan H, représentés figure 4.14 [1, 44]. Le premier est colinéaire à la polarisation, donc suivant la ligne d’alimentation et le deuxième est orthogonale à celle-ci.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence de résonance obtenus en simulation sont représentés figure 4.15. La forme du rayonnement de la composante principale de l’antenne, avec un lobe principal large, est classique pour ce type d’antenne en mode  $TM_{01}$  [1]. La largeur du lobe est quantifiée par la différence entre l’angle maximal et minimal à  $-3$  dB du maximum de la puissance rayonnée, appelée angle d’ouverture. Les valeurs obtenues en simulation sont de  $\Delta E = 30 - (-28) = 58^\circ$

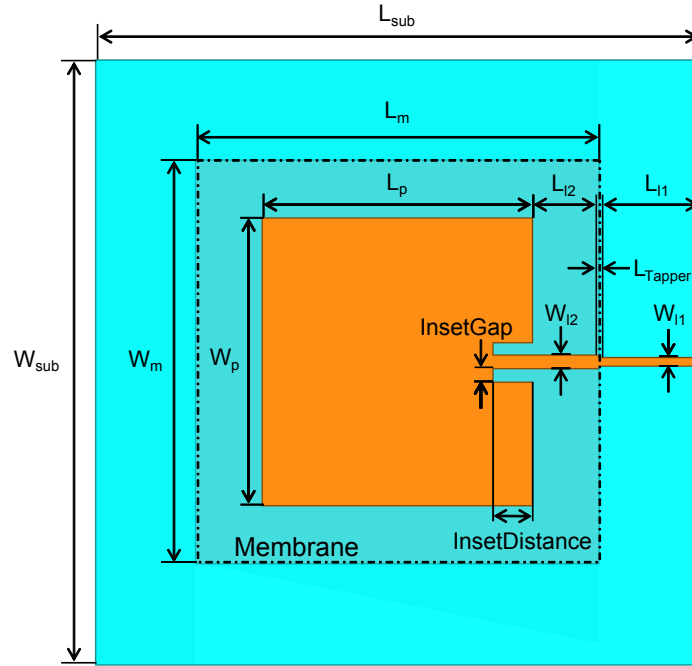


FIGURE 4.13 – Schéma vu de dessus représentant les dimensions de l'antenne patch sur membrane alimentée par une ligne micro-ruban avec une adaptation par des encoches.

et  $\Delta H = 32 - (-32) = 64^\circ$  respectivement dans le plan E et H. La légère dissymétrie dans le plan E est provoquée par la ligne d'alimentation micro-ruban qui rend la structure non-symétrique dans ce plan. Une solution pour éliminer ce problème serait de rendre la structure parfaitement symétrique par l'utilisation d'une technique d'alimentation sans contact, comme une alimentation par fente par exemple. La composante croisée a une valeur inférieure à  $-20$  dB dans le plan E et H. Ceci indique que la polarisation linéaire de l'antenne est de haute qualité [1].

La directivité  $D$ , le gain  $G$  et le rendement sont donnés directement par HFSS® avec des valeurs respectives de 9,56 dB, 4 dBi et de 28,83 % à 10 GHz . La valeur de la directivité peut également être déterminée analytiquement grâce aux angles d'ouverture mesurés précédemment par la formule suivante [109] :

$$D = 10 \times \log \left( \frac{32400}{\Delta E \times \Delta H} \right), \quad (4.10)$$

ce qui donne une valeur de 9,41 dB. Par conséquent, connaissant le gain de l'antenne, son rendement  $\eta$  peut également être calculé analytiquement par la formule (4.11), ce qui donne une valeur de 28,77 %.

$$\eta = 100 \times 10^{(G-D)/10}. \quad (4.11)$$

Les valeurs de directivité et de rendement données par la simulation et le calcul analytique sont très proches. Lors de la mesure, ce sont ces formules analytiques simples à mettre en œuvre, qui vont nous permettre d'obtenir la directivité et le rendement de l'antenne à partir du gain et du diagramme de rayonnement dans le plan E et H mesurés.

La valeur du rendement est correcte compte tenu du type de substrat utilisé ( $\tan \delta$  relativement élevé), de la finesse de la métallisation et du type d'alimentation utilisé (ligne micro-ruban sur substrat massif).



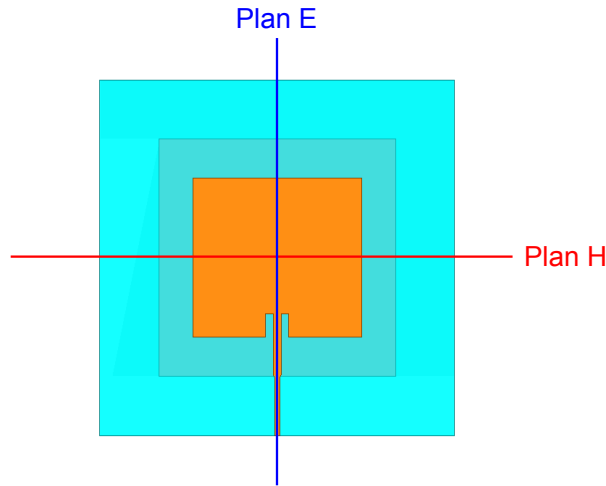


FIGURE 4.14 – Visualisation du plan E et H du diagramme de rayonnement sur l'antenne patch vue de dessus.

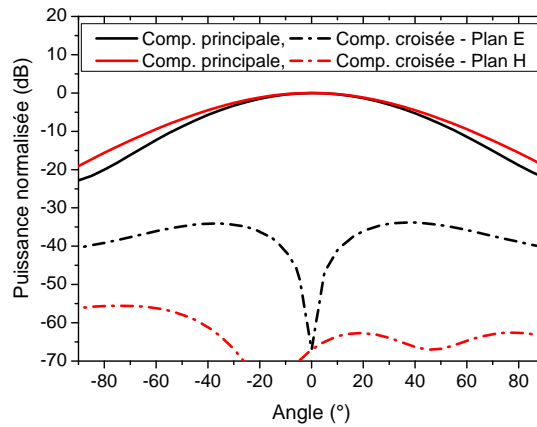


FIGURE 4.15 – Résultats de simulation du diagramme de rayonnement dans le plan E et dans le plan H de l'antenne patch membranaire adaptée par la technique des encoches.

### 4.3.3 Conclusion

Le dimensionnement de l'antenne patch et de son alimentation de manière analytique est validé par la simulation avec un rayonnement à 10 GHz comme souhaité.

La taille du patch est grande ce qui induit une grande surface de la cavité d'air. Ceci peut poser des problèmes de tenue mécanique de la membrane lors de sa réalisation. Pour réduire cette taille il serait intéressant de monter en fréquence ou de modifier la longueur électrique du patch pour diminuer sa longueur physique par l'ajout de fente par exemple.

Le rendement de l'antenne simulée de 28,77 % est correct pour ce type de structure avec une membrane en polymère et une faible épaisseur de métallisation. L'amélioration des performances radiatives peut être envisagée à terme en explorant plusieurs axes d'optimisation.

Tout d'abord, les pertes induites par l'alimentation du patch rayonnant peuvent être réduites. Pour cela, deux solutions peuvent être envisagées. La première est le changement de matériau pour le cadre de l'antenne avec l'utilisation d'un diélectrique avec de plus faibles pertes, ce qui réduirait les pertes d'insertion de la ligne microruban sur la partie massive du diélectrique [44]. La deuxième solution est de changer de type d'alimentation avec, par exemple, une alimentation par fente rayonnante [45]. Il faudrait cependant laisser

une ligne d'alimentation connectée au patch pour appliquer la tension DC à l'antenne.

Ensuite, il serait important d'améliorer les procédés de métallisation du polymère afin d'avoir une épaisseur plus importante et ainsi réduire les pertes conductrices, mais ceci va également rigidifier la membrane.

Enfin, il serait intéressant de réduire les pertes diélectriques du PU87 par l'ajout de charges diélectriques très faibles pertes ou par mélange avec un polymère avec de plus faibles pertes diélectriques par exemple. Cependant, ceci va également modifier les propriétés mécaniques et thermiques du PU87, ce qui peut modifier les températures des thermo-soudures lors de la fabrication du dispositif et la capacité de déflexion de la membrane.

La mise en œuvre de ces solutions nécessitera donc de réaliser des compromis.

## 4.4 Protocole de fabrication de l'antenne membranaire

Les différentes étapes de la procédure de fabrication de l'antenne sont présentées schématiquement figure 4.16. Elles ont été inspirées des travaux réalisés à l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) par N. Tiercelin *et. al.* sur le même type d'antenne avec un substrat en PDMS [3, 41, 42, 44, 45] et définies en considérant les différentes possibilités technologiques mises en place au cours de cette thèse et présentées dans le chapitre 2. La procédure est ainsi plus simple du fait de l'utilisation du polyuréthane, qui est plus facile à souder avec lui-même et qui a une meilleure affinité avec les métaux (cf. § 1.3.2, Tableau 1.4) que le PDMS.

Tout d'abord, un film de  $40 \pm 5$   $\mu\text{m}$  d'épaisseur de PU87, qui servira de membrane dans la structure finale, est déposé sur une plaque de verre (étape 1) afin d'être métallisé par 800 nm de cuivre ou d'or par pulvérisation cathodique DC (étape 2a). La précision dimensionnelle de la métallisation est d'environ 6  $\mu\text{m}$ , ce qui ne modifie pas l'adaptation en impédance de l'antenne patch.

En parallèle, le cadre supportant la membrane, également en PU87, est réalisé afin de créer la cavité d'air sous la membrane. Sa réalisation consiste à souder un film de PU87 de 110  $\mu\text{m}$  d'épaisseur sur un plan de masse carré en inox rigide ( $30 \times 30$   $\text{mm}^2$ ) de 205  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, dans une étuve à 130 °C pendant 3 h (étape 1'). Le film est ensuite évidé à travers un masque mécanique carré ( $20 \times 20$   $\text{mm}^2$ ) par un cutter au centre de l'échantillon (étape 2').

Il est à noter qu'il est possible d'utiliser un plan de masse flexible afin d'améliorer la conformabilité de l'antenne, comme une feuille de fer de 50  $\mu\text{m}$  par exemple. Cette caractéristique est intéressante pour l'intégration éventuelle de l'antenne dans des vêtements ou sur des avions par exemple. Cependant, notre choix s'est porté sur l'inox pour sa rigidité afin de faciliter les procédures de caractérisations antennaires.

Après la métallisation de la membrane, une feuille de Mylar® (Polyethylene terephthalate) est soudée sur la membrane de PU par pressage à chaud à 110 °C pendant une minute (étape 2b) pour faciliter le transfert de la membrane sur le cadre et l'ensemble est décollé du support en verre (étape 2c).

La membrane de PU87 est posée sur le cadre en alignant le centre de la transition *Tapper* de la ligne d'alimentation avec l'une des arêtes intérieures du cadre, avec une précision estimée à plus ou moins 100  $\mu\text{m}$ . Des simulations HFSS® ont montré que cette erreur d'alignement ne modifie pas la fréquence de résonance de l'antenne. Cependant, les pertes d'insertion sont légèrement augmentées, ce qui réduit la profondeur du pic

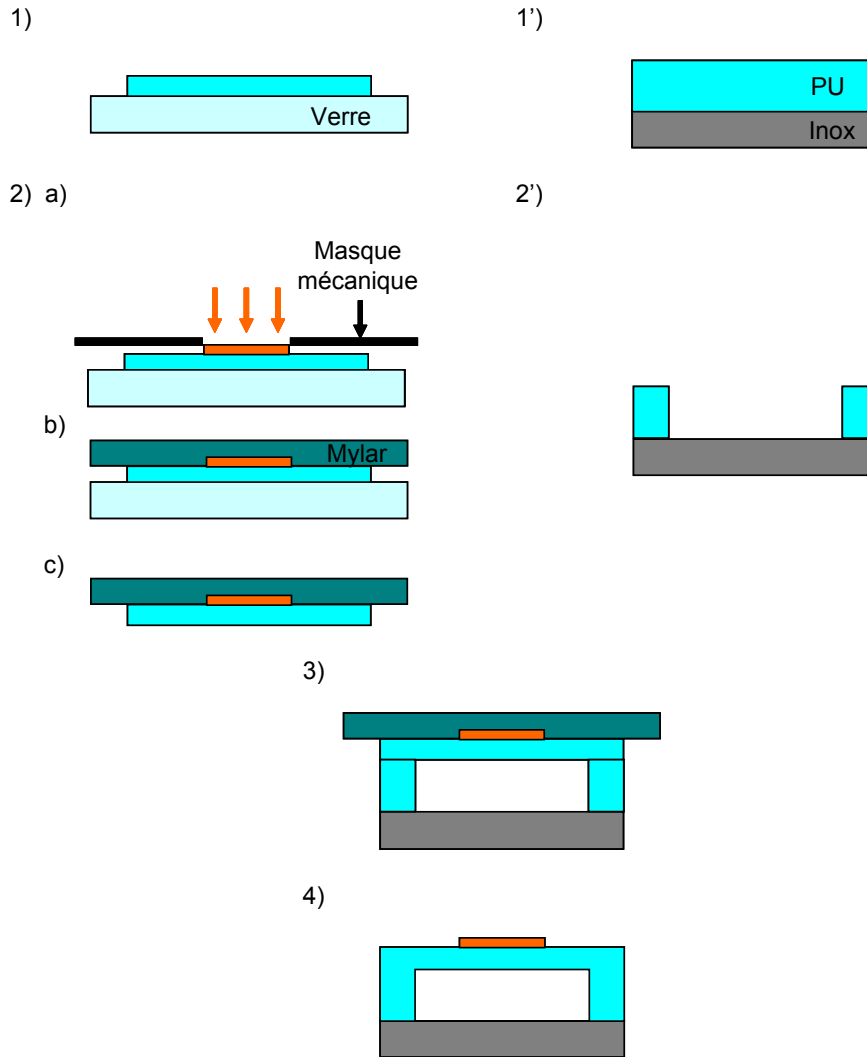


FIGURE 4.16 – Schéma des étapes technologiques de la fabrication de l'antenne patch sur membrane en PU87.

de résonance ( $S_{11}$ ) de quelques dB mais celui-ci a toujours une profondeur inférieure à  $-20$  dB, ce qui rend cette incertitude négligeable.

Le soudage entre la membrane sur le Mylar® et le cadre est ensuite réalisé par pressage à chaud à  $110\text{ }^{\circ}\text{C}$  pendant une minute (étape 3). Finalement, la feuille de Mylar® est décollée manuellement de la membrane (étape 4).

Pendant le soudage, le traitement thermique ramollit la membrane de polymère, qui peut s'incurver et adhérer au plan de masse. Dans ce cas, de l'air est injecté avec une seringue sous la membrane pour la décoller. De même, il est donc difficile de contrôler la tension (étirement) de la membrane. Elle peut donc être finalement légèrement ondulée (non-plane) (Figure 4.17), ce qui modifie la hauteur du gap d'air et donc la fréquence de résonance initiale de l'antenne.

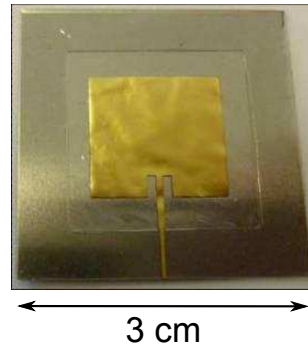


FIGURE 4.17 – Photographie d’une antenne patch avec une membrane légèrement ondulée.

## 4.5 Caractérisations antennaires du dispositif développé

Le dispositif antenne fabriqué a été caractérisé en impédance et en rayonnement afin de confirmer la validité des procédés de fabrication développés et l’accord des résultats avec les simulations numériques 3D. Cette section présente les techniques de mesure utilisées et les résultats obtenus.

### 4.5.1 Les connectiques utilisées

La mesure de l’impédance d’entrée et du rayonnement de l’antenne en bande X est effectuée via un VNA. Pour cela, une prise de contact électrique pour relier l’antenne patch et le VNA est nécessaire. Ce contact doit être de bonne qualité afin de ne pas induire des pertes supplémentaires et fausser les résultats des mesures. Or, la souplesse du polyuréthane et la faible épaisseur de la métallisation rendent ces mesures particulièrement délicates. En effet, le substrat peut être écrasé et la métallisation abîmée, ce qui provoque des pertes parasites voire une perte de connexion totale entre le patch rayonnant et le VNA. De plus, l’utilisation d’une connectique classique du type SMA (SubMiniature version A) est proscrite car elle nécessite une soudure à chaud incompatible avec le PU et à des dimensions peu adaptées (diamètre de l’âme centrale égale à  $940\ \mu\text{m}$ ) à la largeur de la ligne microruban ( $W_U = 380\ \mu\text{m}$ ).

Pour la mesure d’impédance, nous avons utilisé la cellule de mesure Anritsu® *Universal test fixture 3680-20* (Figure 4.18a) déjà employée lors de la caractérisation diélectrique par stub résonant, car elle limite la déformation de la ligne provoquée par le connecteur. En effet, le pincement de la mâchoire sur l’échantillon est réalisé sur tout le bord de l’échantillon et non uniquement entre l’âme du connecteur et la ligne, ce qui répartit la force exercée par la mâchoire de la cellule. La connexion étant assurée uniquement par pincement, il est possible de changer d’échantillon très rapidement.

Cependant, la cellule de mesure Anritsu® est entièrement métallique et d’un volume important par rapport à l’antenne (Figure 4.18a). Par conséquent, elle ne peut être utilisée dans la mesure du rayonnement de l’antenne car elle va provoquer des réflexions parasites importantes et donc fausser les résultats de mesures. Nous avons opté pour l’utilisation d’un autre connecteur plus petit mais plus difficile à mettre en œuvre, le *SMA end launch connector* de Southwest Microwave®. Cette connectique est dite « triplaque » et elle est vissée à travers l’échantillon. Sa mise en place est délicate car elle nécessite de percer le substrat autour de la ligne à connecter de manière à centrer l’âme du SMA sur la ligne.

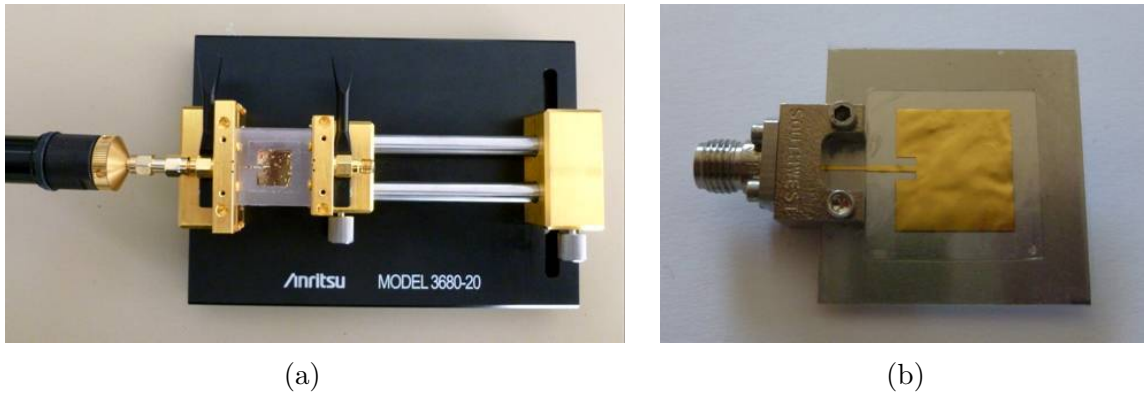


FIGURE 4.18 – Photographie d’une antenne patch avec les différentes connectiques utilisées pour sa caractérisation : a) dans une cellule Anritsu® pour sa caractérisation en impédance et b) avec un *SMA end launch connector* de Southwest Microwave® pour sa caractérisation en rayonnement en chambre anéchoïque.

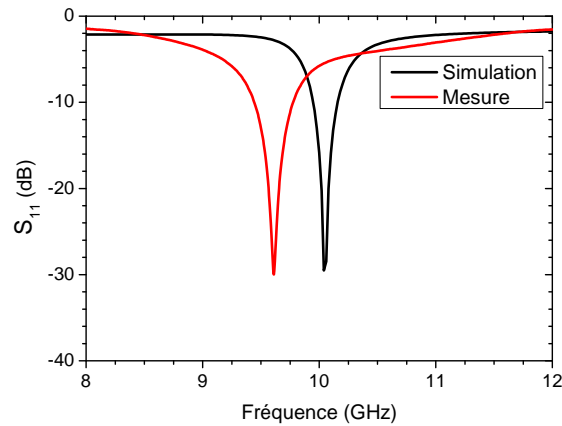


FIGURE 4.19 – Résultat de mesure de l’adaptation de l’antenne patch membranaire sur PU87 comparé à la simulation.

#### 4.5.2 Mesure de l’adaptation

La mesure de l’impédance d’entrée de l’antenne est effectuée en connectant l’antenne via la cellule de mesure Anritsu® *Universal test fixture 3680-20* (Figure 4.18a) au VNA *E8364B* d’Agilent®. La mesure du paramètre  $S_{11}$  montre un pic de résonance avec une profondeur inférieure à  $-10$  dB, ce qui indique que l’antenne est parfaitement adaptée. L’accord entre la simulation HFSS® et la mesure est correct (Figure 4.19) avec une résonance à 9,615 GHz et une bande passante *BP* à  $-10$  dB de 330 MHz, soit 3,43 %.

Le faible décalage de la fréquence de résonance comparé à la simulation (différence relative de 4,2 %) est attribué aux incertitudes de fabrication (épaisseur de la membrane et du cadre) et au défaut de planéité de la membrane polymérique, qui réduit la hauteur du gap d’air sous cette membrane. L’estimation du poids de chaque contribution au décalage du pic de résonance est effectuée dans la section qui suit. De plus, la mesure du rayonnement de l’antenne qui suit va permettre de déterminer si elle a bien le rendement prévu en simulation.

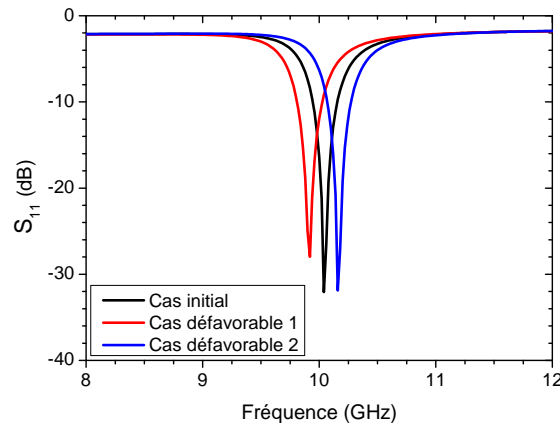


FIGURE 4.20 – Simulation de la variation de la fréquence de résonance de l’antenne patch en fonction des incertitudes sur les épaisseurs des films de PU87 pour les cas les plus défavorables :  $h_{tot} = h_a + h_{PU} = 105 + 45 \text{ } \mu\text{m}$  (cas n° 1) et  $h_{tot} = 115 + 35 \text{ } \mu\text{m}$  (cas n° 2).

### 4.5.3 Influence des incertitudes de fabrication

Dans le but d’estimer l’impact des incertitudes de fabrication (épaisseur de la membrane et du cadre) et de la non-planéité de la membrane sur la fréquence de résonance de l’antenne, différentes simulations numériques ont été effectuées.

L’incertitude sur les épaisseurs de la membrane et du cadre est estimée à  $\pm 5 \text{ } \mu\text{m}$ . Cela provoque une variation de fréquence de 9,92 à 10,16 GHz (Figure 4.20) pour les cas les plus défavorables (variation extrême de la permittivité relative) qui sont respectivement  $h_{tot} = h_a + h_{PU} = 105 + 45 \text{ } \mu\text{m}$  (cas n° 1) et  $h_{tot} = 115 + 35 \text{ } \mu\text{m}$  (cas n° 2).

Sachant que la fréquence de résonance initiale est à 10,04 GHz, l’influence relative sur le décalage de la fréquence de résonance de cette incertitude de fabrication des films est donc estimée à  $\pm 1,2 \text{ } \%$ . L’écart entre la simulation et la mesure est de 4,2 %, l’influence de la non-planéité de la membrane est donc estimée à 3 % environ. Ceci correspond à une diminution moyenne de la hauteur de la cavité d’air de 30  $\mu\text{m}$ . Par conséquent, la permittivité relative effective ( $\epsilon'_{\text{reff}}$ ) sous le patch définie par le modèle de ligne de transmission est supérieure à la valeur théorique (environ 1,22), ce qui conduit à une diminution de la fréquence de résonance initiale.

### 4.5.4 Mesure du rayonnement de l’antenne

La mesure du diagramme de rayonnement de l’antenne patch et celle de son gain sont effectuées en chambre anéchoïque en bande X à l’IETR site de l’école Polytech à Nantes. Elle sont réalisées entre une antenne source (cornet standard polarisé linéairement) et l’antenne patch à caractériser placée sur un mât rotatif, connectées à un analyseur de réseau ZVA24 de Rhode & Swartz® (Figure 4.21). La rotation du mât pilotée par ordinateur permet d’effectuer la mesure de la puissance transmise à l’antenne patch en fonction de l’angle que forment l’antenne patch et l’antenne cornet. Ceci permet d’avoir la mesure du rayonnement dans le plan de l’antenne perpendiculaire à l’axe de rotation du mat. Pour réaliser la mesure dans le second plan de l’antenne patch, l’antenne est tournée à 90° lors d’une seconde mesure.

La mesure du diagramme de rayonnement dans le plan E et H est réalisée à la fréquence de résonance (gain maximum) de l’antenne patch. Le gain  $G$  est obtenu préalablement par la mesure de la puissance maximale transmise entre les deux antennes en vis-à-vis (angle de 0°) en fonction de la fréquence, après calibration de la chambre anéchoïque avec

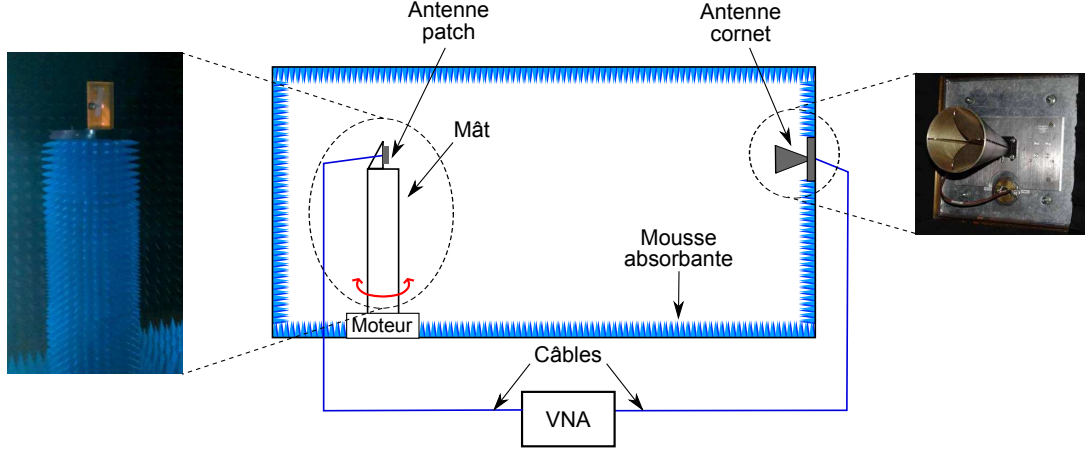


FIGURE 4.21 – Schéma de principe vu en coupe de la chambre anéchoïque de l'IETR site de l'école Polytech (Nantes) pour la caractérisation en rayonnement de l'antenne.

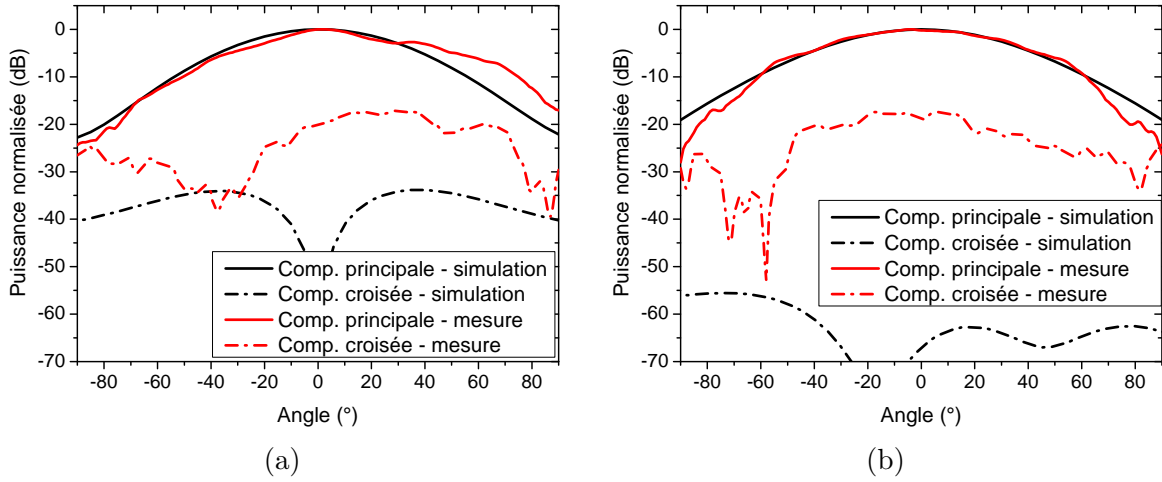


FIGURE 4.22 – Résultats de mesures du diagramme de rayonnement a) dans le plan E et b) dans le plan H de l'antenne patch membranaire comparés à la simulation.

une antenne réceptrice étalon (antenne cornet standard polarisée linéairement comme l'antenne source). La valeur mesurée est de 3,25 dBi à la fréquence de résonance de l'antenne.

Les résultats de mesures du rayonnement dans le plan E et H sont présentés figure 4.22. La composante principale de l'antenne a un lobe large, comme prévu en simulation. Les angles d'ouvertures à  $-3$  dB dans le plan E et H sont respectivement de  $\Delta E = 39 - (-20,5) = 59,5^\circ$  et  $\Delta H = 34,5 - (-34) = 68,8^\circ$ . La dissymétrie dans le plan E est plus importante qu'en simulation (Figure 4.22a). Ceci est attribué au connecteur SMA utilisé qui perturbe le rayonnement. La chute de niveau dans les angles négatifs est due au masquage de l'antenne patch par le connecteur SMA et l'augmentation du niveau dans les angles positifs est provoquée par une réflexion du rayonnement sur le connecteur SMA [44]. La mesure de la composante croisée confirme que la polarisation linéaire de l'antenne est de haute qualité, avec une valeur inférieure à  $-20$  dB dans le plan E et H. La directivité calculée grâce à l'équation (4.10) à partir des angles d'ouvertures mesurés est de 9,00 dB. Le rendement de l'antenne calculé par l'équation (4.11) est alors de 26,61 %, ce qui est en accord avec la simulation numérique. Ceci confirme la bonne qualité des procédés de fabrication développés et la possible utilisation du PU87 comme substrat



TABLEAU 4.2 – Comparaison des performances de l’antenne patch simulée et mesurée.

Paramètres	Simulation	Mesure
Fréquence de résonance $f_{res}$ (GHz)	10,04	9,615
Bande passante à $-10$ dB $BP$ (MHz)	220	330
Angle d’ouverture du plan E à $-3$ dB $\Delta E$ ( $^\circ$ )	58	59,5
Angle d’ouverture du plan H à $-3$ dB $\Delta H$ ( $^\circ$ )	64	68,5
Directivité $D$ (dB)	9,41	9,00
Gain $G$ (dBi)	4	3,25
Rendement $\eta$ (%)	28,77	26,61

d’antenne patch membranaire.

#### 4.5.5 Conclusion

Les performances de l’antenne patch simulées et mesurées sont rassemblées dans le tableau 4.2 et sont en bon accord. Les incertitudes de fabrication de l’antenne patch, en particulier la difficulté à contrôler l’étirement final de la membrane (sa planéité), provoquent un léger décalage de la fréquence initiale par rapport à la simulation. Pour faciliter le contrôle de la planéité de la membrane, il serait intéressant de réduire fortement la taille de la membrane du système antenneaire, ce qui induit une réduction du patch antenneaire et donc une montée en fréquence au-delà de 50 GHz, par exemple. Le même effet pourrait être obtenu en modifiant la longueur électrique du patch rayonnant par la réalisation de fentes dans celui-ci. Toutefois, la réduction de la taille du patch et de la membrane et la modification de la forme du patch vont également avoir un impact sur le taux d’accord par l’actionnement électrique de l’antenne.

## 4.6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons défini toutes les dimensions de la structure patch sur substrat membranaire en polyuréthane par le modèle de la ligne de transmission afin que le patch rayonne à 10 GHz. Ce dimensionnement a été validé par simulation numérique 3D. Nous avons également choisi une alimentation par ligne microruban pour sa simplicité de fabrication et qui permet, en plus de l’alimentation HF, une alimentation par une tension DC nécessaire à la reconfiguration mécanique par actionnement électrique de l’antenne. La simulation numérique 3D nous a également permis de choisir et d’optimiser une adaptation d’impédance par encoches entre le patch rayonnant et la ligne microruban.

Les résultats de mesures de l’antenne fabriquée ont confirmé la validité de la procédure de fabrication adaptée au polyuréthane et sont en accord avec les simulations numériques aux incertitudes de fabrication près.

À notre connaissance, cette étude est une première pour ce type de structure avec un substrat en polyuréthane. Elle a ainsi montré la possibilité d’utilisation du polyuréthane comme substrat partiel d’antenne en bande X malgré des pertes diélectriques relativement importantes.

En perspectives, certains points sont à améliorer pour augmenter les performances antennaires comme la réduction de la surface du patch antenne, l'augmentation de l'épaisseur de la métallisation, une modification des propriétés diélectriques du PU87 ou encore une modification de la structure antenne.



# Chapitre 5

## Agilité en fréquence de l'antenne membranaire et études prospectives

### Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>121</b>
<b>5.2</b>	<b>Accord en fréquence de l'antenne patch sur substrat membranaire</b>	<b>122</b>
5.2.1	Test préliminaire : l'actionnement pneumatique	122
5.2.2	L'actionnement électrostatique de la membrane	123
5.2.3	Amélioration de l'actionnement électrostatique : la structure <i>bi-seautée</i>	127
5.2.4	Conclusion	130
<b>5.3</b>	<b>Améliorations des performances de l'antenne : études prospectives</b>	<b>131</b>
5.3.1	Objectifs	131
5.3.2	Structuration du patch antennaire	132
5.3.3	Élaboration de composites diélectriques	136
<b>5.4</b>	<b>Conclusion du chapitre</b>	<b>142</b>

---

### 5.1 Introduction

Ce chapitre comporte deux parties distinctes. La première présente l'étude de l'accordabilité en fréquence du système antennaire développée dans le chapitre précédent (cf. Chapitre 4) et son optimisation par une modification de la structure. La deuxième partie décrit différentes études prospectives qui ont été menées lors de cette thèse pour améliorer les performances du système antennaire dans de futurs travaux. Une première étude a pour but d'examiner l'intérêt d'une structuration de la métallisation du patch antennaire pour diminuer sa taille et augmenter sa souplesse. Une deuxième étude concerne la modification des propriétés du PU87 par la réalisation de composites afin de la rendre plus souple et de diminuer ses pertes diélectriques.

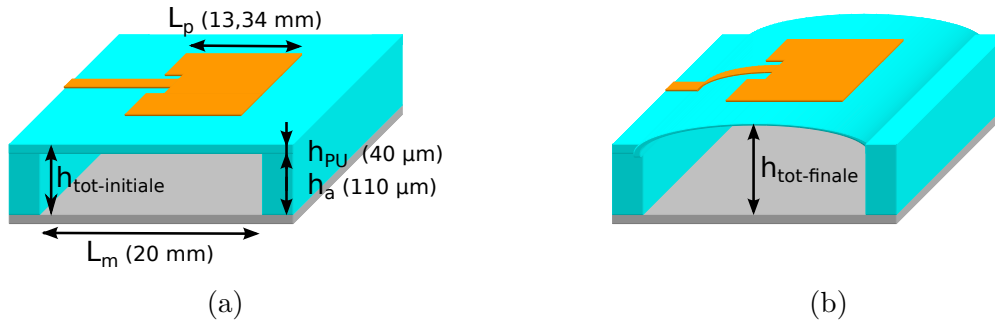


FIGURE 5.1 – Schéma en 3D de l'antenne patch a) en position initiale et b) gonflée par l'injection d'air sous la membrane.

## 5.2 Accord en fréquence de l'antenne patch sur substrat membranaire

La structure antennaire utilisée permet de réaliser un accord en fréquence par le mouvement de la membrane. Cette possibilité d'accord en fréquence est vérifiée dans un premier temps par un actionnement pneumatique de la membrane. Ensuite, le principe d'actionnement électrostatique (tension DC) est expliqué. Pour finir, les résultats de mesure de l'accord en fréquence par actionnement électrostatique sont exposés, ainsi que la réduction de la tension nécessaire à l'actionnement par une modification de la structure antennaire.

### 5.2.1 Test préliminaire : l'actionnement pneumatique

Un test préliminaire de la déflexion de la membrane est effectué par une reconfiguration pneumatique afin de démontrer la possibilité de l'accord en fréquence de l'antenne patch développée. Pour cela, de l'air est injecté sous la membrane en PU87 à l'aide d'une seringue [42–44, 55], provoquant le gonflement de la membrane (Figure 5.1). La hauteur du gap d'air entre le patch rayonnant et le plan de masse est alors augmentée, ce qui modifie la permittivité relative effective et donc la fréquence de résonance de l'antenne.

La variation de la fréquence est suivie par la mesure de l'adaptation en impédance de l'antenne (mesure du  $S_{11}$ ). Le déplacement de la membrane est déterminé par l'utilisation d'un microscope optique (*Wetzlar* de *Leitz*®) couplé à une platine de translation micrométrique suivant  $z$  (la hauteur). Cette platine permet, grâce à une vis micrométrique, de réaliser la mise au point du microscope sur le patch métallique et de mesurer la variation de la position de la membrane ( $\Delta h_{tot} = h_{tot-finale} - h_{tot-initiale}$ ).

Les résultats de mesures sont présentés figure 5.2. La fréquence de résonance passe par une valeur maximale en fonction de la hauteur de la membrane, comme prédit par le modèle de la ligne à transmission (Figure 5.2a). Ceci est lié à deux effets antagonistes, la variation de la permittivité relative effective et celle de la longueur électrique du patch, sur la fréquence de résonance (cf. § 4.2.4). L'évolution du pic de résonance ( $S_{11}$ ) montre également que l'antenne patch se désadapte à mesure que la hauteur de la cavité d'air augmente (Figure 5.2b). Ceci est provoqué par la variation de l'impédance de la ligne et du patch rayonnant. Cependant, le système antennaire reste bien adapté avec une profondeur du pic inférieure à  $-10$  dB, ce qui est suffisant en pratique. Les fréquences de résonances maximale et minimale mesurées sont respectivement de 9,995 GHz et de 9,615 GHz. Le taux d'accord mesuré  $TR$  est alors de 3,88 %. Cette valeur mesurée est proche de l'estimation d'un  $TR$  de 4,25 % calculée avec le modèle de la ligne de transmission (cf. § 4.2.4).

Toutefois, l'utilisation d'un actionnement pneumatique dans un système électronique

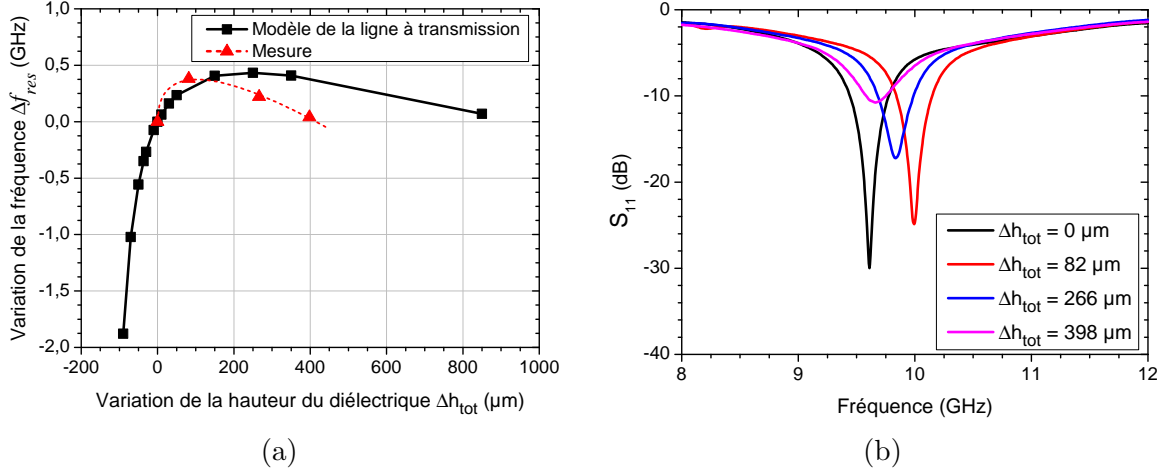


FIGURE 5.2 – a) Variation de la fréquence de résonance de l'antenne patch mesurée en fonction de l'augmentation du gap d'air sous le patch induit par injection d'air, comparée à l'évolution théorique calculée par le modèle de la ligne à transmission. La ligne pointillée est un guide pour les yeux. b) Évolution de l'adaptation de l'antenne mesurée suivant la hauteur de la cavité d'air.

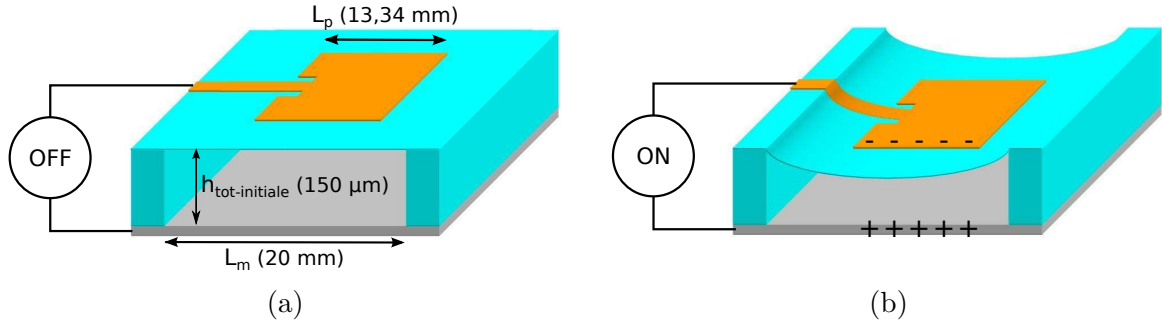


FIGURE 5.3 – Schéma en 3D de l'antenne patch a) en position initiale ( $U = 0$  V) et b) actionnée par une tension DC ( $U \neq 0$  V).

requiert l'installation d'une pompe et de conduites étanches qui sont difficilement implémentables pour des raisons d'encombrement, de poids, de coût et de fiabilité. De même, il est possible d'obtenir un taux d'accord plus grand en réduisant la hauteur du gap d'air d'après la théorie. Ceci nous incite donc à étudier l'actionnement électrostatique, comme expliqué dans la section 4.2.4.

## 5.2.2 L'actionnement électrostatique de la membrane

### Principe de l'actionnement électrostatique

Le dispositif antennaire équivaut à une capacité plane qui est formée de deux électrodes (armatures), séparées par un diélectrique. Les deux armatures sont dans notre cas le patch rayonnant et le plan de masse et le diélectrique est composé du bicouche « membrane de PU87 + air » (Figure 5.3a). Lorsqu'une tension continue (DC) est appliquée entre les deux armatures métalliques, elles se polarisent, l'une positivement et l'autre négativement. Ces charges opposées s'attirent, créant une force d'attraction entre les deux armatures (force électrostatique). Les armatures sont séparées par de l'air et une membrane de PU87 (souple) dans notre cas. Par conséquent, à cause de la force d'attraction électrostatique, cette dernière va se déformer pour se rapprocher du plan de masse (Figure 5.3b). Ceci

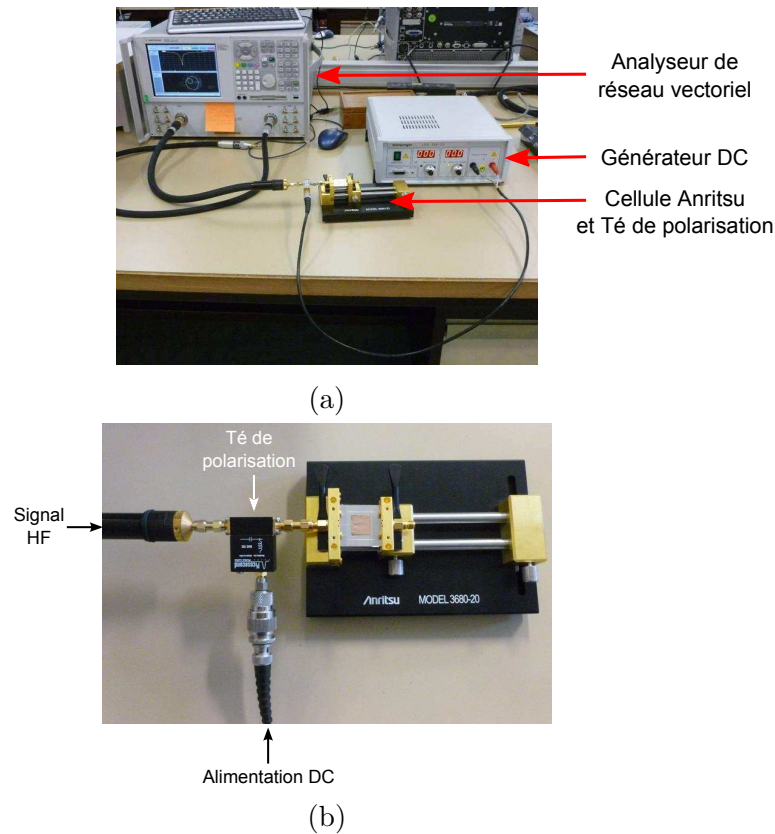


FIGURE 5.4 – a) Photographie du montage général de l'antenne dans une cellule Anritsu® avec un Té de polarisation pour protéger l'analyseur réseau de la tension d'actionnement DC lors de la mesure du  $S_{11}$ . b) Zoom sur le Té de polarisation et son branchement.

provoque la modification de la hauteur du diélectrique totale sous le patch rayonnant. La fréquence de résonance de l'antenne patch est alors diminuée.

## Résultats de mesures sur le système antennaire et discussions

### a) Mesure de l'impédance

La variation de fréquence de l'antenne patch est suivie par la mesure du paramètre  $S_{11}$  par un VNA (*E8364B* d'Agilent®). Une photographie du montage permettant ce suivi est présentée figure 5.4a. L'antenne est connectée au VNA grâce une cellule Anritsu®. L'ensemble est également relié à un générateur de tension DC pour réaliser l'actionnement de la membrane. Les trois éléments (VNA, générateur de tension, cellule de mesure Anritsu® avec l'antenne) sont connectés entre eux par un Té de polarisation (*5530B bias tee* de Picosecond Pulse Labs®) (Figure 5.4b). Cet élément permet également de filtrer les signaux HF et DC et donc de protéger le VNA et le générateur. Ainsi, le VNA ne subit pas la tension DC appliquée à l'antenne et le générateur de tension ne subit pas le signal HF délivré par le VNA. Le Té de polarisation utilisé supporte une tension et un courant maximal respectifs de 200 V et de 10 mA sur la gamme de fréquence de 20 kHz à 12,5 GHz.

La mesure de l'actionnement a été effectuée sur deux antennes. La première a une membrane initialement tendue (plane) et l'autre a une membrane initialement détendue (non-plane). Le résultat de mesure de la variation de la fréquence en fonction de la tension appliquée pour les deux cas est présenté figure 5.5.



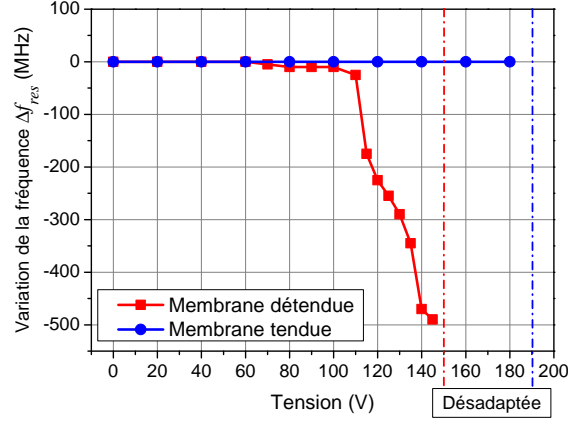


FIGURE 5.5 – Variation de la fréquence de résonance de l'antenne patch avec une membrane tendue et détendue ( $\Delta f_{res}$ ), mesurée suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse. Les lignes verticales indiquent la tension où la membrane est totalement collée au plan de masse (collapse), ce qui désadapte les antennes.

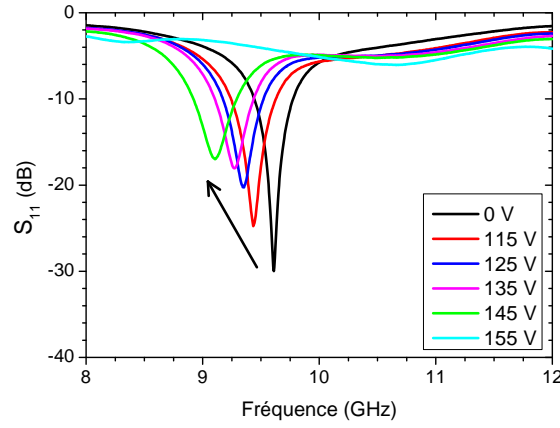


FIGURE 5.6 – Mesure de l'adaptation en impédance de l'antenne avec une membrane détendue suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse.

Dans le cas où la membrane est initialement tendue, celle-ci se colle brutalement au plan de masse (collapse) pour une tension de 180 V sans variation préalable de la fréquence de résonance (Figure 5.5). Lorsque la membrane est complètement collée au plan de masse, les nouvelles conditions géométriques entraînent une désadaptation de l'antenne. En effet, il n'y a plus de gap d'air sous la ligne d'alimentation microruban et sous le patch après collapse. Par conséquent, l'impédance de la ligne diminue fortement. Cela se traduit par la disparition du pic de résonance de l'antenne. Finalement, l'antenne n'est pas accordable en fréquence dans cette configuration.

Lorsque la membrane est détendue, elle se colle de manière progressive au plan de masse à partir de 60 V jusqu'à la tension de 150 V (Figure 5.5). Comme dans le cas précédent, à cette tension finale, le pic de résonance de  $S_{11}$  disparaît car l'antenne est complètement désadaptée. Sur la gamme de fréquence balayée par l'actionnement jusqu'à 145 V, la profondeur du pic  $S_{11}$  est tout de même inférieure à  $-10$  dB, signe que l'antenne est assez bien adaptée (Figure 5.6). La variation de la fréquence  $\Delta f_{res}$  obtenue pour l'antenne avec une membrane détendue est de  $-490$  MHz sous 145 V (Figure 5.5), ce qui donne un taux d'accord  $TR$  de 5,23 %. Cette valeur est faible par rapport au  $TR$  théorique prévu par le modèle de la ligne de transmission (42,50 %) à cause de la désadaptation de la ligne d'alimentation. Cependant, elle est supérieure à l'état de l'art pour ce type

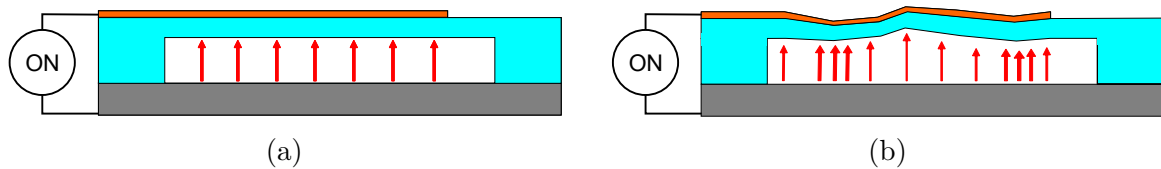


FIGURE 5.7 – Répartition du champ  $\vec{E}$  (flèches rouges) sous le patch a) homogène lorsque la membrane est initialement tendue et b) inhomogène lorsque la membrane est initialement détendue.

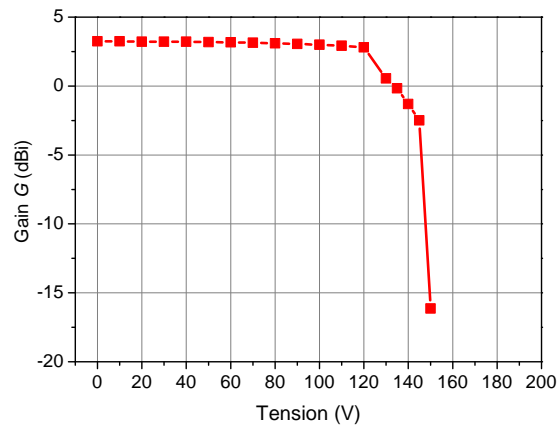


FIGURE 5.8 – Variation du gain  $G$  de l'antenne mesuré suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse.

d'actionnement avec une tension DC du même ordre de grandeur [36, 37, 54]. La figure de mérite (FdM) Agilité/Tension obtenue est donc de  $36,1 \times 10^{-3} \text{ \%}/\text{V}$ .

L'influence de l'étirement initial de la membrane sur son actionnement peut s'expliquer par la répartition du champ  $\vec{E}$  sous la membrane, provoquée par la polarisation des électrodes (tension DC), qui est différente (Figure 5.7). En effet, lorsque la membrane est parfaitement tendue, si les effets de bord sont négligés, le champ  $\vec{E}$  est parfaitement homogène sous le patch (Figure 5.7a). La force d'attraction entre les électrodes est donc constante sur toute la surface du patch antennaire, ce qui attire tout le patch brutalement vers le plan de masse à une tension donnée. En revanche, lorsque la membrane est initialement détendue, sa non-planéité engendre une inhomogénéité du champ  $\vec{E}$  sous celle-ci (Figure 5.7b). Par conséquent, la force d'attraction entre le patch métallique et le plan de masse est plus importante dans les zones où les deux éléments métalliques sont les plus proches, ce qui induit leur rapprochement avant les zones les plus éloignées. Ainsi, le collage de la membrane au plan de masse est progressif.

#### b) Mesure des performances radiatives

L'influence de l'actionnement de la membrane sur les performances radiatives de l'antenne a été vérifiée par des mesures en chambre anéchoïque du gain et du diagramme de rayonnement de l'antenne avec une membrane détendue.

La mesure du gain de l'antenne en fonction de la tension (Figure 5.8) indique que celui-ci décroît à mesure que la hauteur gap d'air diminue. Il passe de 3,25 dBi sous 0 V à 0,56 dBi sous 130 V par exemple. Ceci est dû à la désadaptation progressive de l'antenne et à la réduction de la hauteur du gap d'air. Le premier effet réduit la quantité d'énergie transmise au patch rayonnant. Le deuxième effet réduit la hauteur totale du diélectrique séparant le patch et le plan de masse, ce qui en augmente également la permittivité relative

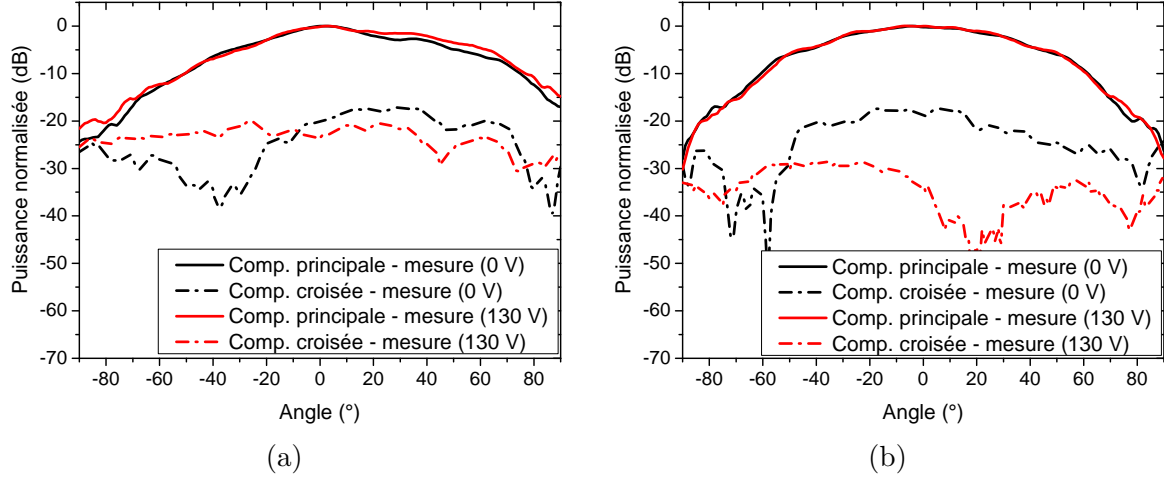


FIGURE 5.9 – Résultats de mesures du diagramme de rayonnement a) dans le plan E et b) dans le plan H de l'antenne patch membranaire (membrane détendue) en position initiale (0 V) et actionnée par une tension de 130 V.

effective ( $\varepsilon'_{\text{eff}}$ ) autour du patch rayonnant. Ceci a pour effet de concentrer le champ  $\vec{E}$  dans le diélectrique, ce qui réduit alors le rendement de l'antenne d'après D. Pozar [30].

La mesure du diagramme de rayonnement a été effectuée avec une tension d'actionnement de 130 V. Elle est comparée à la mesure en position initiale (0 V) dans la figure 5.9. Les composantes principales ne subissent pas de modification avec des angles d'ouvertures dans les plans E et H respectivement de  $66,5^\circ$  et de  $67,5^\circ$ . La directivité calculée est alors de 8,58 dB. De même, les composantes croisées étant inférieures à  $-20$  dB, la polarisation linéaire de l'antenne est toujours de bonne qualité.

Finalement, à 130 V le rendement  $\eta$  calculé de l'antenne est de 15,78 %. Il est donc diminué par rapport la position initiale (0 V) à cause de la diminution de la hauteur du diélectrique.

## Conclusion

L'actionnement de l'antenne par une tension DC montre que l'étirement initial de la membrane joue un rôle important dans la cinétique de sa déflexion. La membrane étant très souple et élastique, il est finalement intéressant d'avoir un gap d'air de hauteur inhomogène sous celle-ci afin de la coller progressivement sur le plan de masse. Ceci impose une membrane détendue initialement pour qu'elle soit non-plane. Dans ces conditions, l'agilité en fréquence mesurée est alors de 5,23 % sous 145 V. Cette valeur est supérieure à l'état de l'art pour ce type d'actionnement mais la tension d'actionnement reste malgré tout élevée. Il est donc important de diminuer cette tension d'actionnement pour faciliter l'intégration de ce type d'antenne dans un système électronique.

### 5.2.3 Amélioration de l'actionnement électrostatique : la structure *biseautée*

L'objectif de cette étude est de diminuer la tension d'actionnement de l'antenne tout en gardant une reconfiguration en fréquence importante. De plus, il est nécessaire de mieux contrôler la réalisation d'un gap d'air inhomogène lors de la fabrication de l'antenne afin de mieux contrôler le collage progressif de la membrane au plan de masse. Ceci permet alors d'effectuer la déflexion de la membrane progressivement et donc d'obtenir un accord

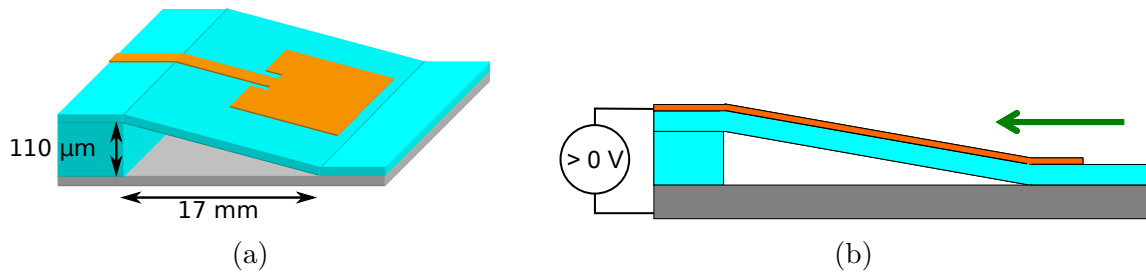


FIGURE 5.10 – Schémas a) en 3D de la structure antennaire *biseautée*. b) Schéma vu en coupe de l'antenne *biseautée* actionnée par une tension DC ( $U \neq 0$  V). La flèche verte représente le mouvement de collapse (effondrement) de la membrane sur le plan de masse quand la tension DC augmente.

en fréquence. Pour cela, nous avons procédé à une modification de la structure antennaire conduisant à une nouvelle structure que nous avons nommée *biseautée*.

### Principe théorique

La structure *biseautée* est inspirée d'une étude sur des micropompes dans le domaine de la microfluidique sur substrat souple (PDMS) menée par H. R. Shea *et al.* [110–112]. Cette structure consiste à incliner l'électrode supérieure (ici le patch rayonnant) par rapport au plan de masse (Figure 5.10a). Le patch et le plan de masse sont alors sécants sur le bord opposé à la ligne d'alimentation. L'ensemble forme une capacité plane diédrique au lieu d'une capacité plane parallèle comme dans le cas d'une structure patch classique. Le gap d'air sous le patch rayonnant n'a alors plus une épaisseur constante sous celui-ci (Figure 5.10a).

Lorsqu'une tension DC est appliquée sur cette structure, le champ  $\vec{E}$  est plus intense au bout du patch opposé à la ligne d'alimentation car il est le plus proche du plan de masse (Figure 5.10b). Cette zone se colle alors au plan de masse en première (collapse). Le gap d'air étant plus faible à cet endroit que dans une structure parallèle, la tension nécessaire pour actionner la membrane est également plus faible. Lorsque la tension DC augmente, le collapse de la membrane progresse le long du patch rayonnant, ce qui modifie progressivement la fréquence de résonance de l'antenne (Figure 5.10b).

La modification de la structure permet de réduire la tension d'actionnement de l'antenne et de mieux contrôler la position initiale de la membrane. Cependant, ceci va également modifier le comportement radiatif de l'antenne, ce qui est vérifié dans la section suivante par une simulation électromagnétique 3D de la structure.

### Simulation électromagnétique 3D de l'antenne

La simulation électromagnétique 3D de la structure *biseautée* est effectuée sous HFSS® (Figure 5.11a). Afin de comparer les performances radiatives de l'antenne *biseautée* par rapport à la structure parallèle, les dimensions du patch rayonnant et de la ligne d'alimentation sont strictement identiques. La hauteur du gap d'air est globalement plus faible que dans la structure parallèle. Ainsi, la fréquence de résonance doit être plus faible. La simulation de l'adaptation en impédance de l'antenne confirme cette variation avec une valeur obtenue de 8,82 GHz au lieu de 10,04 GHz pour la structure parallèle (Figure 5.11b). La bande passante *BP* de l'antenne varie peu avec une valeur de 250 MHz au lieu de 220 MHz, soit 2,83 %.

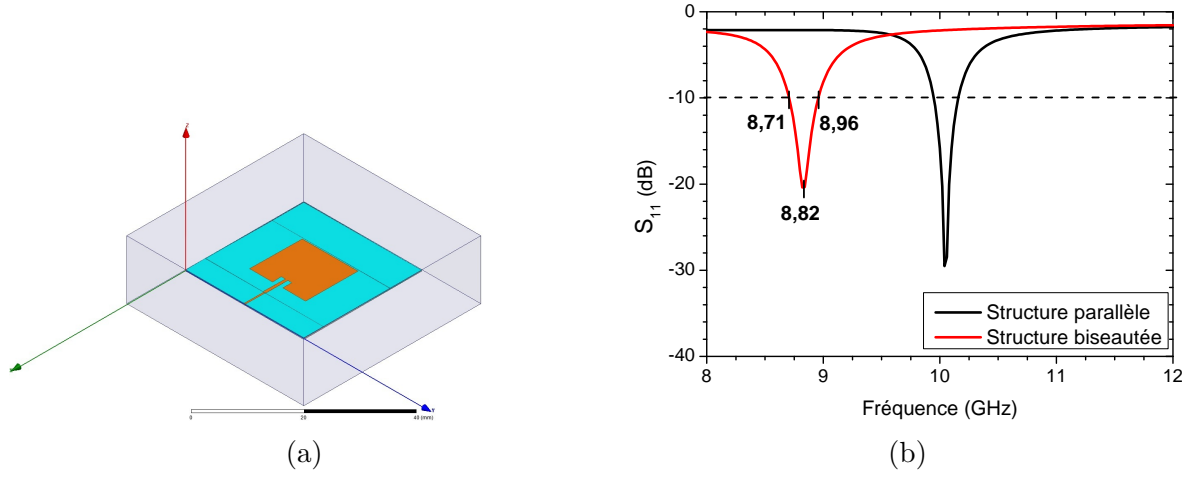


FIGURE 5.11 – a) Modèle numérique 3D sous HFSS® de l'antenne patch membranaire *biseautée*. b) Simulation de l'adaptation en impédance de l'antenne patch sur structure *biseautée* comparée à la structure parallèle.

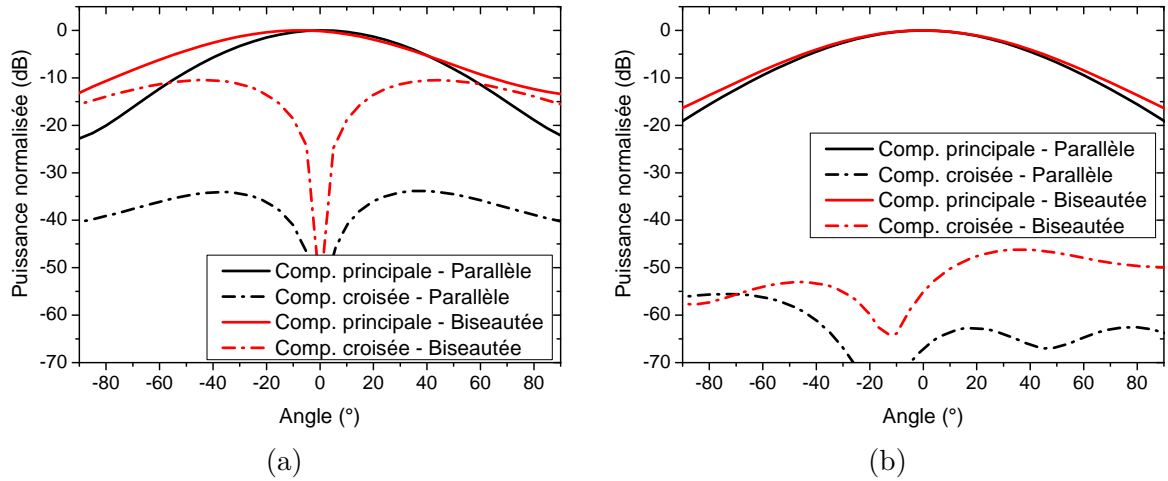


FIGURE 5.12 – Simulations du diagramme de rayonnement a) dans le plan E et b) dans le plan H de l'antenne patch en structure *biseautée* (courbes rouges) comparées à la structure parallèle (courbes noires).

Le diagramme de rayonnement simulé indique que l'antenne rayonne de la même manière que pour la structure parallèle (Figure 5.12). Toutefois, la composante principale dans le plan E est légèrement plus ouverte et légèrement décalée vers les angles négatifs (Figure 5.12a). Ceci est dû à l'inclinaison du patch par rapport au plan de masse dont la perpendiculaire sert de référence pour les angles ( $0^\circ$ ). Les angles d'ouvertures sont respectivement dans le plan E et dans le plan H de  $73^\circ$  et de  $68,5^\circ$  (Figure 5.12), ce qui donne une directivité calculée de 8,09 dB. Le gain de l'antenne simulé est fortement diminué avec une valeur de  $-2,33$  dBi au lieu de 4 dBi. Ainsi l'efficacité radiative  $\eta$  de l'antenne *biseautée* est beaucoup plus faible que dans la structure parallèle avec une valeur calculée, à partir du rayonnement simulé, de 9,07 %. Ses performances radiatives sont plus faibles car la hauteur du diélectrique est d'environ  $40 \mu\text{m}$  (épaisseur du film de PU87) sur la fente rayonnante opposée à la ligne d'alimentation.

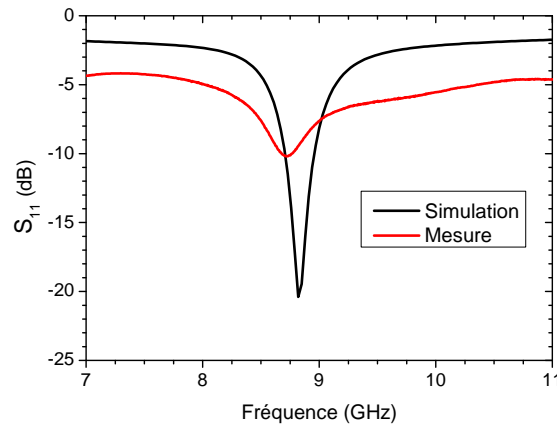


FIGURE 5.13 – Mesure de l'adaptation en impédance de l'antenne *biseautée* comparée à la simulation.

### Réalisation de l'antenne et mesure de l'adaptation

Le protocole de fabrication de l'antenne *biseautée* est quasi-identique à la structure parallèle précédente. Seul le cadre est modifié, par la réalisation d'une seule bande de film de PU87 de 110  $\mu\text{m}$  sur un seul bord de l'échantillon, au lieu des quatre côtés, pour supporter la membrane au niveau de l'alimentation. La partie de la membrane opposée à l'alimentation est quant à elle directement soudée au plan de masse en inox. Il est à noter que pour des raisons de coût, la métallisation est réalisée en cuivre dans cette étude.

La mesure de l'adaptation confirme que la fréquence de résonance initiale diminue avec une valeur de 8,70 GHz, ce qui est en accord avec la simulation (Figure 5.13). Cependant, le pic de résonance est moins profond et le niveau de base plus bas qu'en simulation. Ceci est sûrement dû à des pertes plus importantes dans la ligne d'alimentation provoquées par des craquelures dans le cuivre.

### Mesure de l'accordabilité en fréquence

L'actionnement de la membrane par une tension DC (Figure 5.14) provoque une variation de la fréquence de résonance de l'antenne *biseautée* de 8,70 GHz à 8,37 GHz sous 30 V ( $\Delta f_{res} = -350$  MHz). Le taux d'accord est alors de 4,10 %, donc peu modifié par rapport à la structure parallèle. Cependant, la tension DC nécessaire pour initier l'actionnement de la membrane est diminuée de 60 à 10 V. De même, la tension à laquelle l'effondrement de la membrane ne permet plus une adaptation correcte de l'antenne est réduite d'environ 110 V (de 150 à 40 V). La structure *biseautée* permet donc de réduire fortement la tension d'actionnement DC pour réaliser l'actionnement de la membrane. La figure de mérite (FdM) Agilité/Tension est alors fortement augmentée avec une valeur de  $136,7 \times 10^{-3} \text{ \%}/\text{V}$  au lieu de  $36,1 \times 10^{-3} \text{ \%}/\text{V}$  pour la structure parallèle.

### 5.2.4 Conclusion

Les résultats de mesure de l'accord en fréquence de l'antenne patch parallèle et *biseautée* sont présentés dans le tableau 5.1 et comparés à l'état de l'art. La structure membranaire parallèle développée sur PU87 permet d'obtenir un taux d'accord de 5,23 %, valeur supérieure à l'état de l'art avec une tension maximale d'actionnement du même ordre de grandeur avec une valeur de 145 V. La structure *biseautée* réalisée dans cette thèse, qui est innovante pour ce type d'antenne sur substrat membranaire, a permis de forte-

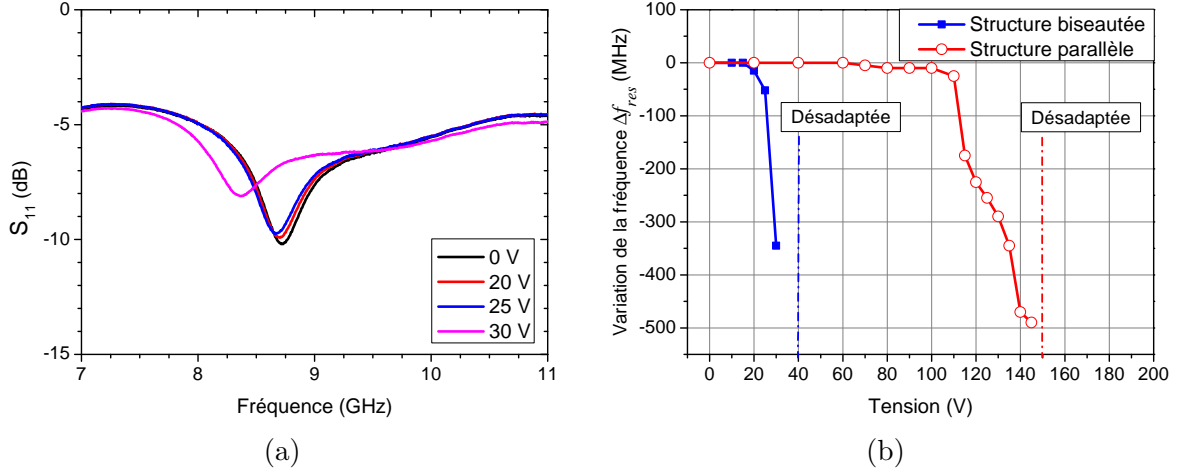


FIGURE 5.14 – a) L'adaptation en impédance et b) la variation de la fréquence de résonance ( $\Delta f_{res}$ ) de l'antenne *biseautée* mesurées suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse.

TABLEAU 5.1 – Comparaison avec l'état de l'art.

Référence	Substrat	Tension maximale (V)	Agilité (%)	FdM ( $10^{-3} \text{ \%}/\text{V}$ )
R. Goteti <i>et al.</i>	Kapton	268	2,2	8,2
H. I. Kang <i>et al.</i>	PET	150	3,61	24,1
Ce travail (structure parallèle)	PU	145	5,23	36,1
Ce travail (structure <i>biseautée</i> )	PU	30	4,10	136,7

ment augmenter la figure de mérite Agilité/Tension par rapport à l'état de l'art. Cette amélioration a été cependant obtenue au détriment des performances antennaires. Par conséquent, le dimensionnement de ce type de structure résulte de compromis orientés par les utilisations envisagées.

De plus, les différentes mesures ont montré que le taux d'accord est limité par la tenue en adaptation de l'antenne. Une modification de la technique d'alimentation ou une gestion de l'adaptation par un système électronique actif peuvent être envisagées par la suite pour améliorer les performances du système.

## 5.3 Améliorations des performances de l'antenne : études prospectives

### 5.3.1 Objectifs

Cette section présente différentes études prospectives qui ont été menées durant la thèse afin d'améliorer les performances du système antenne tant du point de vue de son rayonnement que de son accordabilité en fréquence. Dans une structure antenne patch sur substrat membranaire, les principaux éléments optimisables sont la forme du



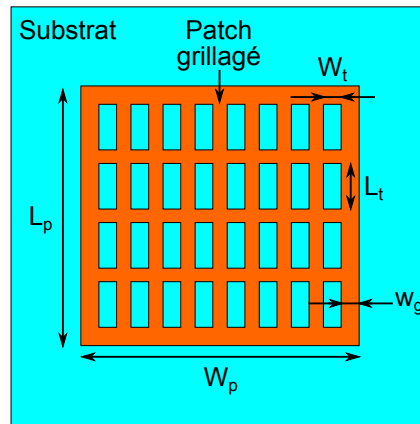


FIGURE 5.15 – Schéma vu de dessus du patch antennaire grillagé.

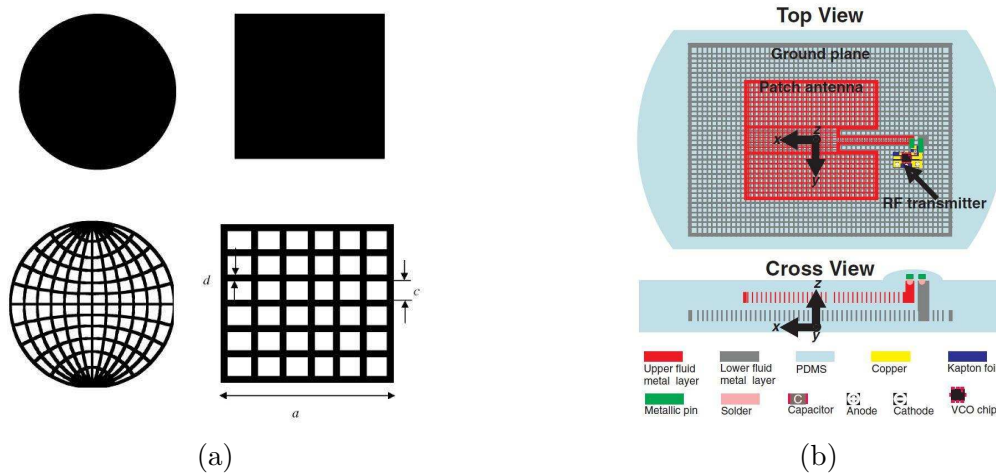


FIGURE 5.16 – Schémas d'antennes patch grillagées issus de l'état de l'art a) pour une recherche de transparence [113] et b) afin d'encapsuler du métal liquide pour une recherche de souplesse [114].

patch rayonnant et les propriétés du substrat diélectrique.

La première étude présentée par la suite concerne la modification du patch rayonnant. Pour cela une structuration du patch métallique est effectuée par la réalisation d'un grillage. Ceci a pour but de diminuer la quantité de métal déposé sur la membrane et donc d'améliorer la souplesse de l'ensemble. Cette modification a également pour objectif de diminuer la taille du patch antennaire tout en gardant une fréquence identique. La seconde étude vise à modifier les propriétés du substrat diélectrique (souplesse et pertes diélectriques) par la réalisation de matériaux composites.

### 5.3.2 Structuration du patch antennaire

#### Principe et intérêt

La structuration choisie pour le patch antennaire consiste à réaliser des trous dans celui-ci (l'évider). Le patch rayonnant est alors constitué d'un grillage métallique (Figure 5.15). Cette technique a été développée par G. Clasen *et al.* [113] entre autres pour une recherche de transparence du patch antennaire. En effet, les antennes réalisées sont alors plus discrètes, car elles laissent passer la lumière à condition que le substrat diélectrique soit transparent et que le plan de masse soit également grillagé (Figure 5.16a).

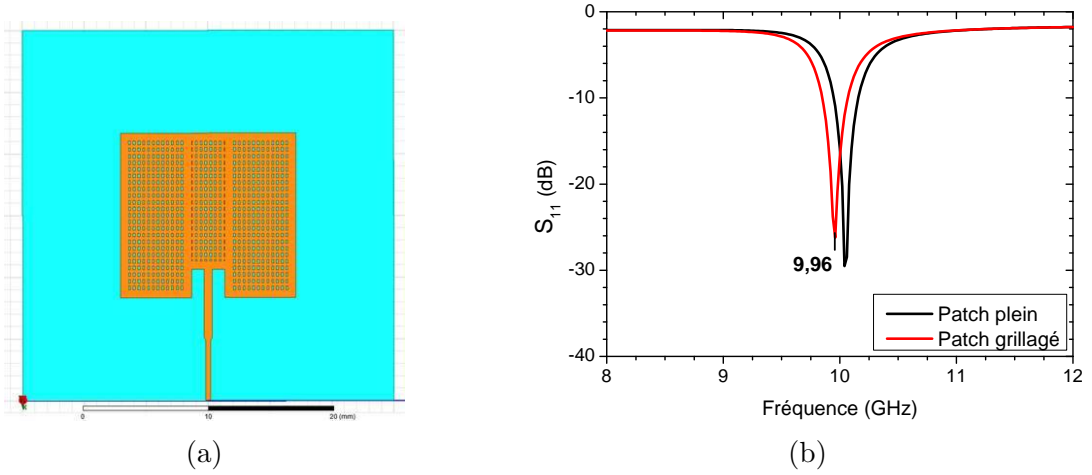


FIGURE 5.17 – a) Design HFSS® vu de dessus de l'antenne patch grillagée inspiré des travaux de S. Cheng [114]. b) Fréquence de résonance simulée sous HFSS® de l'antenne grillagée comparée à l'antenne avec un patch plein.

Cette technique est également utilisée par S. Cheng *et al.* [114] pour la fabrication d'un patch en métal liquide encapsulé dans un substrat souple (PDMS réticulé) pour une recherche de souplesse. L'état liquide du métal induit un procédé de mise en forme issu de la microfluidique. Ainsi, le patch rayonnant et le plan de masse sont constitués de canaux contenant le métal liquide, formant ainsi un grillage (Figure 5.16b). Nous avons choisi cette technique de structuration car la diminution de la quantité de métal va nous permettre d'augmenter la souplesse du patch rayonnant et donc faciliter l'actionnement de la membrane. De même, les trous dans le patch sont assimilés à des fentes. Par conséquent, la répartition des courants dans le patch rayonnant est modifiée, augmentant la longueur électrique  $L_e$  du patch [113, 114]. La fréquence de résonance de l'antenne est alors diminuée par rapport à un patch plein. Ce phénomène a pour avantage de réduire les dimensions physiques du patch métallique pour garder une fréquence de résonance constante. Ceci permet de réduire les dimensions du système antenne et donc de faciliter à terme le contrôle de l'étirement de la membrane lors de la fabrication de l'antenne membranaire.

### Dimensionnement du grillage

La réalisation d'un grillage dans le patch impose la création de trous dans la surface métallique. Ceux-ci sont réalisés par photolithographie du cuivre. Les dimensions des trous, c'est-à-dire leur longueur notée  $L_t$  et leur largeur notée  $W_t$  (Figure 5.15), sont à optimiser afin de trouver un compromis entre l'amélioration de la souplesse (quantité de métal enlevée) et la performance radiative de l'antenne. D'après la littérature la taille des trous doit être inférieure à  $\lambda/100$  donc inférieure à 300  $\mu\text{m}$  dans notre cas [114]. De même, afin de ne pas trop modifier les propriétés électriques et donc les performances radiatives antennaires, la largeur des trous doit être la plus faible possible [115]. Finalement, la longueur des trous  $L_t$  choisie est de 300  $\mu\text{m}$  et la largeur  $W_t$  est de 150  $\mu\text{m}$ . Un autre critère est le nombre de trous réalisés (densité). Nous avons choisi d'en effectuer le plus possible avec, comme limite, des lignes métalliques avec une largeur  $w_g$  d'au moins 200  $\mu\text{m}$  afin de faciliter la photolithographie.

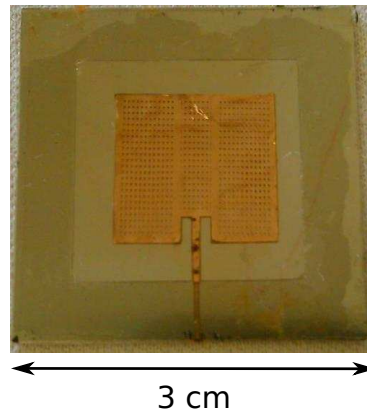


FIGURE 5.18 – Photographie du patch rayonnant grillagé grâce à une photolithogravure du cuivre.

### Première simulation et réalisation antennaire

Le patch grillagé développé est inspiré de celui de S. Cheng *et al.* [114] et est représenté figure 5.17a. La simulation numérique 3D sous HFSS® indique que la fréquence de résonance est légèrement plus faible, avec une valeur de 9,96 GHz au lieu de 10,04 GHz pour un patch plein de même dimension (Figure 5.17b). De même, l'efficacité radiative décroît légèrement de 28,83 à 23,70 %. L'ajout de trous de petites dimensions dans le patch augmente considérablement le temps de simulation, qui est alors supérieur à deux journées. Ceci est très contraignant pour une optimisation fine des dimensions géométriques. La faible dimension des trous réalisés demande en effet un maillage très fin dans la structure 3D pour que le logiciel puisse déterminer son comportement électromagnétique. Ainsi, le nombre de mailles permettant le calcul passe de 50662 (patch plein) à 934897 tétraèdres.

La réalisation de la structure antennaire avec un patch grillagé suit le même procédé de fabrication que celui développé précédemment (cf. § 4.4), avec une étape de photolithogravure du patch en cuivre en plus pour définir le grillage (Figure 5.18) avant le transfert de la membrane sur le cadre. La mesure du paramètre  $S_{11}$  n'a pas permis d'estimer la fréquence de résonance. Ceci est dû aux nombreuses craquelures dans la métallisation en cuivre qui, avec l'ajout de trous, ne permettent pas un contact électrique entre toutes les parties du patch. Il peut être envisagé pour la suite d'utiliser une couche tampon, comme le parylène C [76] par exemple, afin de limiter les craquelures lors du dépôt de cuivre.

### Influence sur l'actionnement

Dans le but d'étudier l'influence d'un patch grillagé sur l'actionnement par une tension électrostatique de la membrane antennaire, des tests préliminaires sur un dispositif simplifié ont été effectués (Figure 5.19). Ce dispositif consiste tout d'abord à réaliser une électrode circulaire sur un film de PU87 de 40  $\mu\text{m}$ . Cette électrode est ensuite mise en vis-à-vis avec un plan de masse en inox et séparée de celui-ci par un film en PET de 200  $\mu\text{m}$  (cadre) évidé afin de recréer la structure membranaire. Le cadre en PET est également électrodé à l'or pour réaliser le contact électrique avec l'électrode circulaire de la membrane en PU87. Cette structure est plus simple que la structure antennaire. En effet, elle est circulaire et a une dimension plus petite avec une surface libre de la membrane de 5 mm de diamètre. Le suivi de la déflexion de la membrane de PU87, lorsqu'une tension quasi-statique (0,5 Hz) est appliquée entre l'électrode circulaire et le plan de masse, est ensuite effectué par un vibromètre LASER (*OFV 353* de Polytec®).

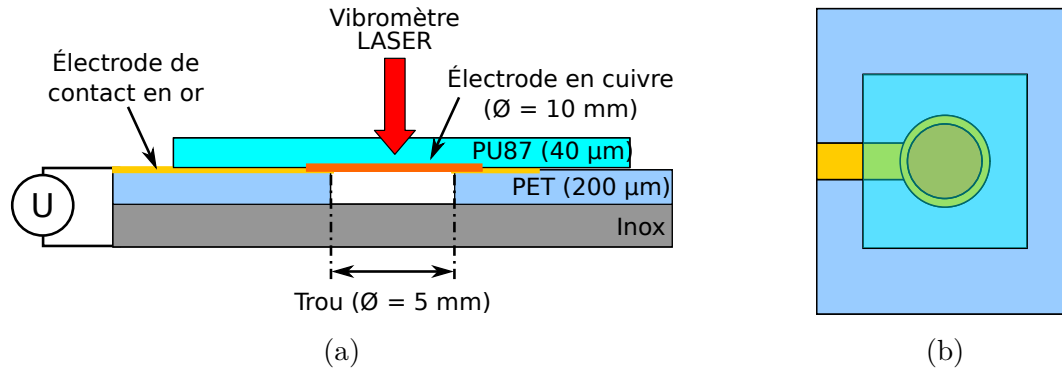


FIGURE 5.19 – Structure de test de l'actionnement d'une capacité membranaire afin de vérifier l'influence de la réalisation d'un grillage dans l'électrode a) vue de côté et b) vue de dessus.

Des électrodes en cuivre pleine de 200 nm et de 50 nm ont été mesurées comme références (Figure 5.20). Les résultats indiquent que plus l'épaisseur de la métallisation est grande, plus la membrane est contrainte. La déflexion de la membrane est alors d'environ 6 µm sous 350 V pour une électrode de 200 nm d'épaisseur alors qu'elle est d'environ 32 µm sous 350 V lorsque l'électrode a une épaisseur de 50 nm.

Ensuite un grillage avec des trous carrés de 300 µm de côté a été effectué sur l'électrode la plus épaisse (200 nm) afin de caractériser l'influence de la structuration de l'électrode. Les lignes métalliques ont une largeur  $w_g$  de 200 µm. Les valeurs de déflexion obtenues avec les deux types d'électrodes (pleine et grillagée) sont très proches (Figure 5.20b). Ceci peut s'expliquer par la réduction de la surface de l'électrode. En effet, la force d'attraction entre deux électrodes est proportionnelle à leur surface. Or la réalisation du grillage réduit la surface de l'électrode circulaire. Ainsi, l'amélioration de la souplesse de l'électrode est contrecarrée par la réduction de sa surface.

Une solution que nous avons testée est de re-métalliser les trous avec une très fine couche de cuivre (20 nm), ce qui permet d'avoir une surface équivalente à l'électrode initiale sans réduire la souplesse de l'électrode (Figure 5.20b). La déflexion mesurée est alors de 12 µm sous 350 V. Par conséquent, la structuration de l'électrode de 200 nm d'épaisseur avec l'ajout de 20 nm de cuivre pour maintenir la surface constante permet de doubler la valeur de la déflexion de la membrane sous 350 V.

Une autre solution qui peut être envisagée par la suite serait de diminuer fortement la taille des trous pour atteindre un ratio  $L_t(ou W_t)/w_g$  de 0,3 [116]. Ainsi, les lignes de champ  $\vec{E}$  qui débordent de la métallisation (effet de bord) se recroiseraient entre elles dans les trous, ce qui rendrait les trous « invisibles » pour le champ d'actionnement tout en libérant la membrane [116]. Cependant, ceci compliquerait fortement les simulations HFSS® à cause du facteur de forme extrêmement grand entre les trous (petits) et l'antenne (grande).

## Conclusion

La réalisation d'un grillage sur le patch antennaire permet d'augmenter la souplesse de l'ensemble « patch + membrane ». Ceci diminue légèrement la fréquence de résonance ce qui peut être intéressant pour diminuer la taille de l'antenne. Il est à noter que les performances radiatives de l'antenne sont également diminuées. Cette technique décroît aussi la capacité d'actionnement de la membrane. En effet, l'augmentation de la souplesse est contrecarrée par la diminution de la surface de l'électrode. Ceci impose de re-métalliser

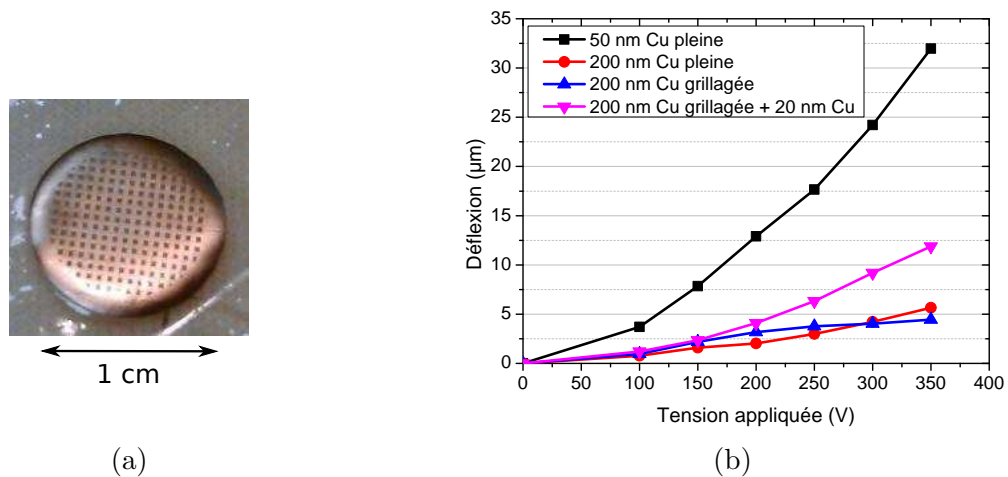


FIGURE 5.20 – a) Photographie d'une électrode circulaire en cuivre et grillagée sur un film de PU87 de 40 µm. b) Résultats de mesure de déflexion de la capacité membranaire en fonction d'un champ  $\vec{E}$  pour différentes électrodes.

légèrement les trous pour garder la surface de l'électrode constante. Il est possible également de faire des trous très petits pour qu'ils soient négligeables du point de vue du champ d'actionnement. Cependant, ceci va complexifier fortement les simulations HFSS® à cause du facteur de forme important. Finalement, le dimensionnement des trous est assez complexe et il est le résultat de compromis entre le gain pour l'actionnement et les pertes au niveau antenne. Du point de vue de la réalisation, les nombreuses craquelures dans la métallisation couplée aux trous réalisés par photolithogravure n'ont pas permis de faire des mesures antennaires à cause de la perte de contact électrique. Il est donc important pour la suite d'améliorer la qualité de métallisation de l'antenne pour résoudre ce problème.

### 5.3.3 Élaboration de composites diélectriques

La réalisation d'un composite consiste à incorporer dans la matrice de PU87 un autre diélectrique en vue d'obtenir une souplesse plus grande ou une tangente de pertes plus faible. Deux types de diélectriques ont été testés : l'ajout de charges diélectriques sous forme de poudre dans la matrice en polyuréthane de manière à diminuer les pertes diélectriques et le mélange du PU avec un autre polymère.

#### Ajout de charges diélectriques faibles pertes

##### a) Charges utilisées et fabrication des films

L'ajout de charges dans du polyuréthane peut amener une modification des propriétés diélectriques par rapport à la matrice de polyuréthane seule [19–23]. Les charges peuvent être des poudres de céramique isolante ( $\text{SiO}_2$ ) ou des poudres conductrices (noir de carbone). Après prospection nous avons trouvé une poudre de silicate de zirconium très faibles pertes ( $\text{ZnSiO}_4$ ), notée ZSO par la suite fournie par Eccostock®. Elle est utilisée habituellement dans des guides d'ondes pour simuler les propriétés de plasmas. La permittivité relative annoncée par le fabricant est de 2,5 et les pertes de 0,0004 sans précision de fréquence. Ainsi, l'incorporation de cette poudre dans une matrice de PU87 va permettre d'obtenir un polymère composite avec des pertes plus faibles que le PU87 seul en théorie.

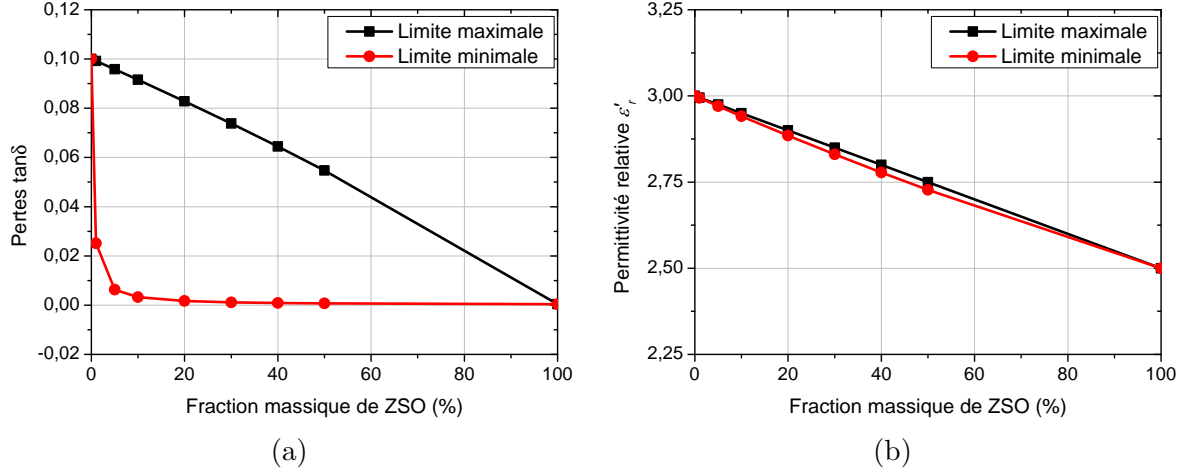


FIGURE 5.21 – Limites maximale et minimale a) des pertes diélectriques et b) de la permittivité relative estimées par le modèle de Wiener en fonction du pourcentage massique de ZSO dans une matrice de PU87.

Il est possible, connaissant les propriétés diélectriques des deux composés, d'estimer les propriétés de leur mélange. Pour cela de nombreuses lois de mélange ont été proposées dans la littérature [117]. Elles consistent à décrire le composite hétérogène comme un milieu homogène. Pour cela, la longueur d'onde doit être très grande devant la taille des inclusions (charges). Cette description du composite hétérogène comme un milieu homogène ne consiste pas à effectuer une simple moyenne des propriétés diélectriques des deux composés. En effet, les propriétés diélectriques du mélange sont fonction de nombreux critères comme la qualité de la dispersion des inclusions, leurs formes, leurs interactions avec la matrice, etc. Ces critères sont plus ou moins bien pris en compte par les modèles théoriques. Les résultats prédits sont alors très variables d'un modèle à l'autre [117]. L'ensemble des prédictions en fonction du pourcentage massique de charges dans la matrice forme alors un faisceau de courbes contenues dans des bornes théoriques maximale ( $\epsilon_{r-max}^*$ ) et minimale ( $\epsilon_{r-min}^*$ ) formant une « lentille ». Ces limites peuvent être estimées par le modèle de Wiener tel que [117] :

$$\epsilon_{r-max}^* = p \epsilon_{r-ZSO}^* + (1 - p) \epsilon_{r-PU87}^*, \quad (5.1)$$

$$\epsilon_{r-min}^* = \epsilon_{r-PU87}^* \times \frac{\epsilon_{r-ZSO}^*}{p \epsilon_{r-PU87}^* + (1 - p) \epsilon_{r-ZSO}^*}, \quad (5.2)$$

où  $p$  est la fraction massique de ZSO dans la matrice de PU87,  $\epsilon_{r-ZSO}^*$  et  $\epsilon_{r-PU87}^*$  sont respectivement la permittivité relative complexe du ZSO et celle de la matrice polymérique (PU87).

Les résultats obtenus pour le mélange PU87/ZSO à 10 GHz sont représentés figure 5.21. Ils indiquent que pour un ratio massique de 10 % de ZSO, les pertes estimées peuvent varier de 0,092 à 0,003 par exemple, ce qui est relativement imprécis (Figure 5.21a). L'estimation de la permittivité relative est quant à elle plus précise car les valeurs initiales du PU87 et du ZSO sont très proches (respectivement 3 et 2,5). Ainsi, pour un ratio massique de 10 % de ZSO, la permittivité relative estimée peut varier de 2,95 à 2,94 par exemple (Figure 5.21b).

La granulométrie initiale du ZSO est importante avec une valeur supérieure à 200  $\mu\text{m}$  (Figure 5.22a), ce qui ne peut être incorporé dans nos films de 100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur environ.



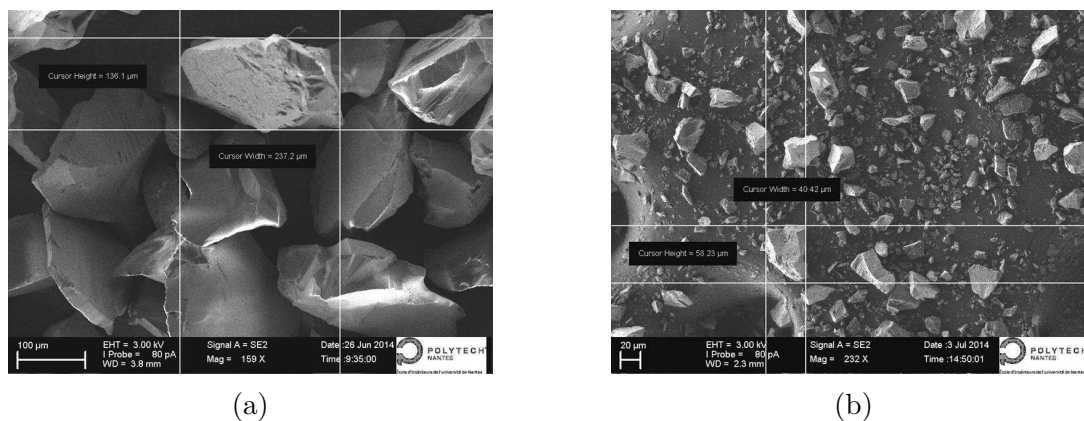


FIGURE 5.22 – Clichés MEB de la poudre ZSO a) initiale et b) après broyage et tamisage.

La morphologie des grains est également particulière, avec des arêtes prononcées et de multiples facettes. Pour son incorporation dans la matrice de PU87, la taille des grains de ZSO a dû être réduite. Pour cela, la poudre est broyée grâce à un broyeur planétaire (*Pulverisette 6* de Fritsch®) à une vitesse de 800 rpm pendant 30 min. Ensuite, la poudre est tamisée manuellement avec un tamis ayant des mailles de 40  $\mu\text{m}$ . Le cliché MEB confirme que les grains ont des dimensions maximales proches de 40  $\mu\text{m}$  (Figure 5.22b). Cette valeur est toutefois importante, mais il est impossible d'obtenir des grains plus fins avec le matériel à notre disposition.

L'ajout de poudre de ZSO dans la solution de PU87/DMF se fait avant la dissolution du PU87 dans le solvant. La poudre est dispersée dans le DMF grâce à une sonde à ultrason (*UP400S* de Hielscher®) pendant 5 min avec une amplitude de 25 % et un rapport cyclique de 33 %. Ensuite, les billes de PU87 sont dissoutes dans la solution de DMF contenant le ZSO. Malheureusement, la poudre décante fortement à cause de sa granulométrie encore importante. Les films doivent donc être fabriqués très rapidement après la réalisation de la solution, mais la quantité de poudre de ZSO est tout de même mal contrôlée dans les films réalisés.

#### b) Caractérisations des films composites

L'aspect de surface des films montre bien la présence de ZSO avec des grains de dimensions inférieures à 40  $\mu\text{m}$  (Figure 5.23a). Les charges paraissent dispersées de manière parfaitement aléatoire. L'incorporation de poudre de ZSO dans le film de PU87 de 40  $\mu\text{m}$  augmente sa rugosité de surface, avec une valeur de 75,64 nm au lieu de 11,65 nm dans le cas d'un taux de ZSO de 10 % massique par exemple. Ceci va détériorer la qualité des métaux déposés par pulvérisation cathodique.

Un film avec 5 % en masse de ZSO et avec une épaisseur de 40  $\mu\text{m}$  a été caractérisé par la méthode des capacités MIM en basse fréquence (de  $10^3$  à  $10^7$  Hz) à l'analyseur d'impédance (Figure 5.23b). Aucune variation significative des propriétés diélectriques n'est observée. Plus particulièrement, les mesures des pertes diélectriques sur PU87 seul et avec du ZSO sont parfaitement identiques. Ceci peut être expliqué par une concentration trop faible de poudre de ZSO dans le film provoqué par la forte décantation dans la solution initiale.

#### c) Conclusion

Les premiers essais d'ajout de poudre de ZSO dans la matrice de PU87 se sont avérés peu concluants. En effet, aucune influence sur les propriétés diélectriques entre  $10^3$  et  $10^7$  Hz n'a été mesurée. La raison principale est la taille importante des grains de ZSO



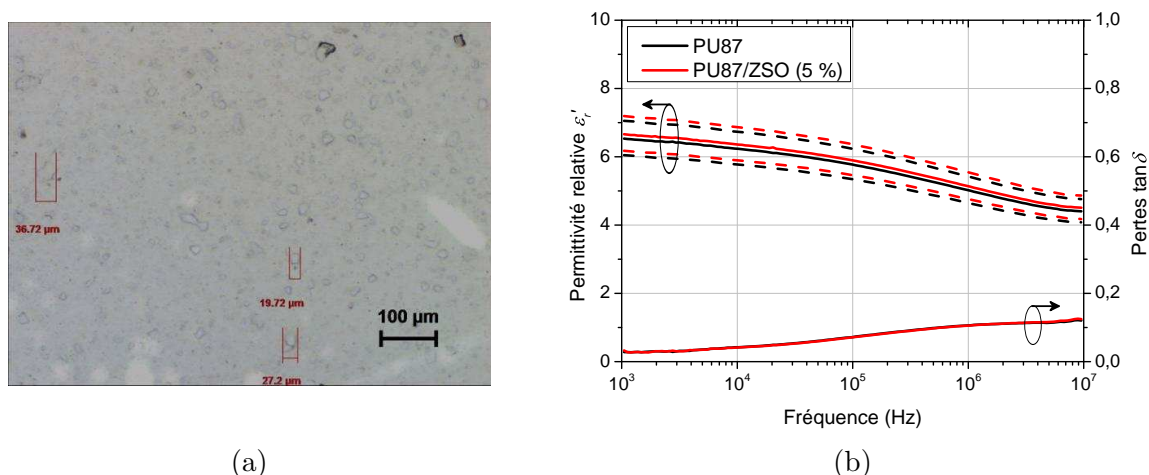


FIGURE 5.23 – a) Image au microscope optique d'un film de PU87 avec des charges de ZSO. b) Propriétés diélectriques de films de PU87/ZSO à 5 % mesurées par la méthode des capacités MIM en basse fréquence.

qui ne permet pas de contrôler la quantité insérée dans les films de PU87. De même, il est possible que les interactions de surface entre les grains et la matrice annulent le bénéfice apporté par le faible  $\tan \delta$  du ZSO. Afin de continuer dans cette voie, il est primordial de trouver des charges diélectriques faibles pertes qui aient une taille inférieure au micromètre pour une bonne incorporation dans la matrice de PU87.

### Mélange du PU87 avec un autre polymère

#### a) Choix du polymère et fabrication des films

Le polymère choisi pour cette étude est le Poly(éthylène-co-méthyl acrylate-co-glycidyl méthacrylate) fourni par Sigma-Aldrich® et noté par la suite PEMG. Ce polymère et son incorporation dans une matrice de PU ont été étudiés par Q. Liu lors de sa thèse au LGEF à Lyon [58]. Ce matériau a l'intérêt d'être très souple ( $Y_{PEMG} = 6-8$  MPa) et non polaire. Par conséquent, ses pertes diélectriques sont plus faibles que celle du polyuréthane en basse fréquence ( $\epsilon'_r = 2,5$  et  $\tan \delta = 0,005$  à 100 Hz) [58]. Ce matériau pourrait donc être envisagé pour remplacer le PU87 à terme. Cependant, ce polymère doit être dissous dans du cyclohexanone et non dans du DMF. L'étude de viscosité de mélange PEMG/Cyclohexanone a montré que le cyclohexanone ne peut dissoudre qu'une faible quantité de PEMG (Figure 5.24). En effet, un gel est obtenu si la concentration est supérieure à 3 g dans 100 ml de solvant seulement. Les films réalisables à l'applicateur de film vont donc être très fins. Le mélange du PEMG avec le PU87 s'avère donc nécessaire afin de garder une concentration importante pour faire des films avec des épaisseurs acceptables (entre 40 et 100  $\mu\text{m}$ ) tout en diminuant les pertes diélectriques.

La thèse de Q. Liu montre que des mélanges homogènes de PU87/PEMG ne peuvent être obtenus que pour des ratios en masse de 70/30 au maximum. Les solutions testées dans cette étude sont de 90/10 et 80/20 avec une concentration de 11 g de polymère dans 100 ml de solvant. La viscosité des solutions obtenue est quasi identique à celle ne contenant que du PU87 (100/0) (Tableau 5.2).

#### b) Caractérisations des films composites

Un film de 40  $\mu\text{m}$  avec un ratio PU87/PEMG de 80/20 a été caractérisé en basse fréquence par la méthode des capacités MIM à l'analyseur d'impédance (de  $10^3$  à  $10^7$  Hz).

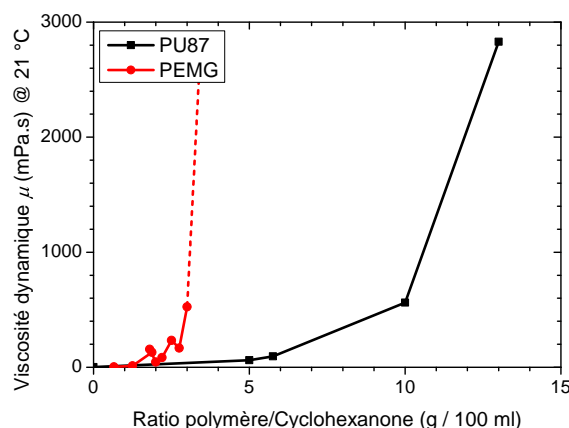


FIGURE 5.24 – Viscosité de solution de PEMG et du PU87 dissous dans du cyclohexanone.

TABLEAU 5.2 – Viscosité de solution en fonction du ratio de PU87/PEMG pour 11 g dissous dans 100 ml de cyclohexanone et rugosité arithmétique des films obtenus à l'ap-  
plicateur de film mesurée au profilomètre mécanique.

Ratio PU87/PEMG	Viscosité (mPa.s) à 23 °C	Rugosité $R_a$ (nm)
100/0	951	11,65 $\pm$ 3,60
90/10	905	142,56 $\pm$ 32,68
80/20	919	308,56 $\pm$ 38,16

Les résultats de mesures sont présentés figure 5.25. Ils montrent que l'ajout de PEMG ne produit pas de variation significative de la permittivité relative compte tenu des incertitudes dues aux dimensions des capacités MIM. Cependant, les pertes diélectriques sont quant à elles diminuées, avec par exemple une valeur de 0,087 au lieu de 0,106 à  $10^6$  Hz. Une première caractérisation en haute fréquence sur un film 80/20 par la méthode du Té résonant à 10 GHz confirme cette évolution avec une permittivité relative de 3,21 et des pertes de 0,068 (au lieu de 3,41 et 0,087 respectivement pour le PU pur par cette méthode) soit une diminution relative des pertes de 19,5 %. Ceci est intéressant pour une augmentation des performances antennaires et sera à confirmer par d'autres techniques de caractérisations HF par la suite.

La manipulation des films confirme qualitativement qu'ils sont beaucoup plus souples que ceux de PU87 pur [58]. De même, la température de fusion du PEMG est de 40 °C contre 140 °C pour le PU87. La tenue en température des composites sera donc moins bonne. La mesure de la rugosité de surface réalisée au profilomètre est présentée dans le tableau 5.2. Les résultats montrent qu'elle est fortement augmentée, ce qui va nuire à la qualité des dépôts métalliques effectués par pulvérisation cathodique. Il serait donc intéressant d'utiliser une technique de report de métallisation pour que la rugosité des films n'intervienne pas dans la qualité de la métallisation et ainsi obtenir une forte valeur de conductivité du dépôt métallique.

#### c) Intérêt pour les performances antennaires

Une simulation du système antenne avec les propriétés obtenues pour le film de PU87/PEMG (80/20) par stub résonant a été effectuée sous HFSS®. La fréquence de résonance est quasi identique car la faible variation de la permittivité relative a un impact

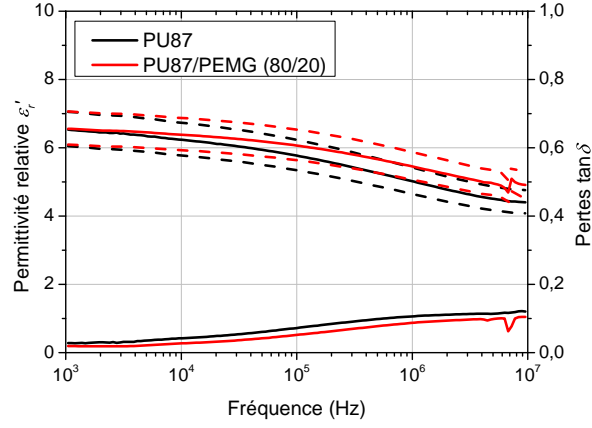


FIGURE 5.25 – Propriétés diélectriques de films de PU87/PEMG mesurées par capacité MIM en basse fréquence.

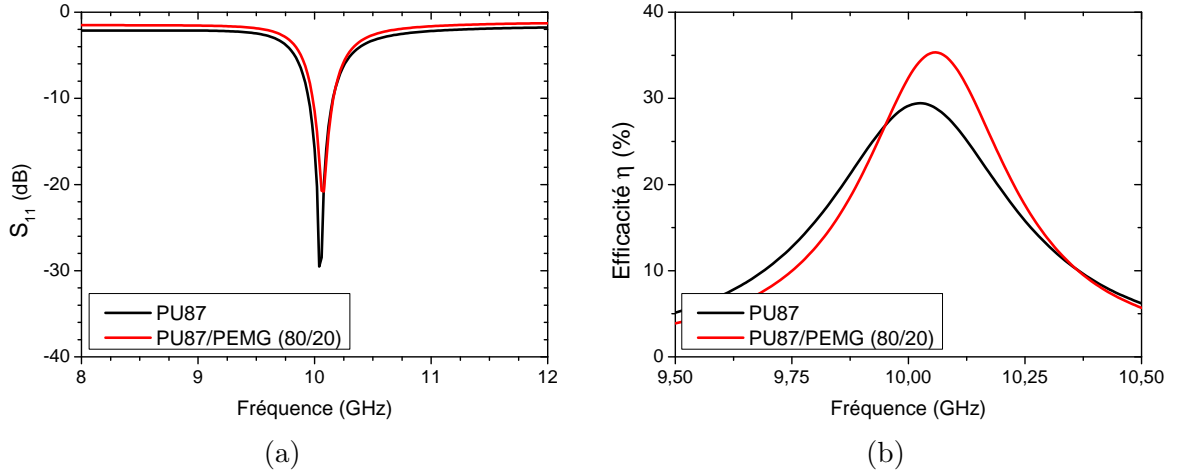


FIGURE 5.26 – a) Fréquence de résonance et b) efficacité de l'antenne membranaire simulées sous HFSS® avec un mélange PU87/PEMG (80/20) comme substrat diélectrique.

limité dans ce type de structure antennaire (Figure 5.26a). La profondeur du pic  $S_{11}$  est cependant moins importante mais elle est toujours inférieure à  $-10$  dB. Cette légère désadaptation peut être réglée en modifiant la profondeur des encoches dans le patch rayonnant. Toutefois, la diminution de la tangente de pertes apporte une amélioration de l'efficacité de l'antenne avec une valeur de 35 % au lieu de 28,8 % (Figure 5.26b). La diminution relative de 19,5 % des pertes diélectriques permet donc une augmentation relative de l'efficacité de 21,5 %.

#### d) Conclusion

La réalisation du composite PU87/PEMG permet de réduire les pertes diélectriques des films de polymères, ce qui induit une amélioration significative des performances radiatives de l'antenne membranaire d'après les simulations. De même, la souplesse des films est diminuée, ce qui devrait permettre d'améliorer l'actionnement de la membrane. Cependant, la rugosité de surface est fortement augmentée. Il sera donc utile de mettre en œuvre une technique de métallisation par report pour avoir une bonne conductivité du métal déposé.

## 5.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons pu voir que la performance d'agilité en fréquence par actionnement électrostatique de l'antenne membranaire sur PU87 est supérieure à l'état de l'art, dans le cas d'une membrane peu tendue. De plus, l'utilisation d'une nouvelle topologie (antenne *biseautée*), avec une membrane inclinée par rapport au plan de masse, a permis de diviser par un facteur 4,5 la tension DC nécessaire pour obtenir une agilité en fréquence de 4,10 %. Cependant, cette modification structurelle réduit également les performances antennaires. Par conséquent, un compromis entre la capacité d'accordabilité et l'efficacité radiative est nécessaire lors du dimensionnement de ce type de structure antennaire.

Les différentes études préliminaires indiquent que de nombreuses pistes peuvent encore être envisagées pour améliorer les performances de l'antenne membranaire tant du point de vue de son rayonnement que de son agilité en fréquence. Elles ont également montré que de nombreux verrous technologiques subsistent tels que l'amélioration de la qualité de la métallisation du polymère et la qualité de surface des films composites réalisés par exemple.

Cette thèse ouvre ainsi la voie à de nombreuses idées de recherche pour la suite.

# Conclusion générale

## Contributions de la thèse

Cette thèse avait pour objectif de démontrer la faisabilité d'antenne patch accordable en fréquence sur substrat souple en polyuréthane. Pour cela, les procédés technologiques ont été mis en place et la caractérisation diélectrique du polyuréthane a été effectuée. Ensuite, le dimensionnement, la fabrication et la caractérisation de systèmes antennaires membranaire de type patch ont été réalisés.

Ce sujet pluridisciplinaire s'inscrit dans le domaine de l'électronique sur substrat souple, thématique de recherche en pleine expansion depuis quelques années. Les substrats souples offrent en effet de nombreux avantages tels qu'une grande légèreté et un faible coût. Ils facilitent également l'intégration des dispositifs électroniques dans des systèmes complexes grâce au degré de liberté supplémentaire apporté par la flexibilité du substrat. Ce sujet s'inscrit également dans la recherche d'accordabilité en fréquence des systèmes antennaires. Cette thématique de recherche est portée par le développement de systèmes communicants mobiles qui requièrent un faible encombrement, un faible poids et une consommation énergétique réduite. La réalisation d'un système antennaire unique pouvant être accordé en fréquence s'avère donc un enjeu crucial.

L'étude bibliographique a montré que l'utilisation du polyuréthane (PU) comme substrat est très intéressante pour notre étude. En effet ce polymère est très souple, facile à mettre en forme et potentiellement recyclable. Il présente également une permittivité relative assez faible, ce qui est un avantage pour obtenir de bonnes performances de systèmes antennaires imprimés de type patch. Cependant, les pertes diélectriques du PU sont élevées par rapport au substrat classiquement utilisé en microélectronique. Ceci nous a amené à choisir une structure antennaire membranaire avec gap d'air pour réduire l'influence de ces pertes sur les performances radiatives de l'antenne. Cette structure est également un avantage dans la recherche d'accordabilité fréquence de l'antenne. En effet, elle apporte un degré de liberté supplémentaire permettant une reconfiguration mécanique - ou géométrique - du système par l'actionnement de la membrane. Les types d'actionnement proposés dans la littérature sont l'actionnement pneumatique, magnétique et électrique. C'est ce dernier que nous avons choisi car la réalisation d'une tension DC est plus facile à intégrer dans un système électronique que l'actionnement pneumatique et consomme moins d'énergie que l'actionnement magnétique.

Ce sujet de thèse est une première au sein de l'équipe de recherche *Matériaux Fonctionnels* de l'IETR. Par conséquent, il a fallu mettre en place de nombreux procédés technologiques comme la mise en forme du PU sous forme de film mince par applicateur de film. Ainsi, des films fins de 40 à 160  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et de plusieurs centimètres carré ( $15 \times 7 \text{ cm}^2$  environ) ont été fabriqués. Le PU étant un thermoplastique, l'assemblage des films entre eux ou sur un plan de masse métallique a été réalisé par thermosoudage. La

métallisation du PU est un enjeu crucial pour son utilisation comme substrat dans l'électronique. Ce point technologique s'est avéré le plus critique à maîtriser. Compte tenu du matériel disponible, les meilleurs résultats ont été obtenus lors de l'utilisation de la pulvérisation cathodique directe de cuivre ou d'or sur le grade de PU étudié avec une épaisseur du dépôt métallique de l'ordre du micromètre. Les dépôts métalliques ont une bonne conductivité mais des craquelures apparaissent sporadiquement à cause de la dilatation thermique du PU. Ceci induit une perte de continuité électrique dans certains cas. De même, les métaux sont relativement rigides, ce qui contraint la membrane polymérique. La métallisation du PU sera donc un point important à améliorer par la suite.

Préalablement au dimensionnement du système antenne, la caractérisation diélectrique du polyuréthane a été effectuée sur une large bande de fréquence (de 0,1 Hz à 30 GHz). Pour cela, plusieurs méthodes de caractérisation ont été utilisées : les capacités MIM en basse et haute fréquence, le Té résonant, la cellule triplaque et les lignes coplanaires. Les caractérisations en basse fréquence sont en accord avec la littérature, ce qui confirme la bonne qualité des films de PU réalisés. D'une manière générale, la grande souplesse du PU, la finesse des films fabriqués et la difficulté à réaliser des métallisations épaisses rendent plus délicate sa caractérisation diélectrique en haute fréquence. Les résultats obtenus indiquent que le PU a une permittivité faible en bande X avec une valeur de 3 à 10 GHz. Les pertes diélectriques, quant à elles, sont relativement élevées avec une valeur de  $\tan \delta = 0,1$  à 10 GHz. Ceci confirme l'intérêt d'une structure membranaire pour réduire leur influence sur les performances radiatives de l'antenne.

Le choix des dimensions du système antenne a été le fruit d'un compromis entre les performances antennaires, la capacité d'accord en fréquence et les procédés technologiques employés. Pour cela une étude théorique a été menée grâce au modèle analytique de la ligne de transmission. L'optimisation de l'alimentation de l'antenne et la prévision des performances antennaires ont été effectuées grâce au logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS®. Le système antenne obtenu possède alors un facteur de forme important avec une épaisseur de 150  $\mu\text{m}$  pour une surface de plusieurs centimètres carrés. La fabrication de l'antenne a montré qu'il est alors difficile de maîtriser l'étirement initial de la membrane, ce qui modifie légèrement la fréquence de résonance avec une valeur mesurée de 9,615 GHz au lieu de 10,04 GHz. Toutefois, le rendement mesuré de l'antenne de 26,61 % est en accord avec la simulation (28,77 %). Ces résultats valident les procédés de fabrication développés et la possible utilisation du grade de PU comme substrat d'antenne imprimée.

Le gonflement de l'antenne membranaire par l'injection d'air dans la cavité a validé la possibilité d'accordabilité en fréquence du système fabriqué avec un taux d'accord maximale de 3,88 %. L'utilisation d'une tension DC pour attirer la membrane vers le plan de masse et ainsi modifier la fréquence de résonance de l'antenne a montré que l'étirement initial de cette dernière est un point crucial. Ainsi, si la membrane est trop tendue, la force électrostatique qu'elle subit est homogène, ce qui provoque son effondrement brutal sur le plan de masse à une tension élevée. Dans cette position l'antenne ne rayonne plus car elle est complètement désadaptée. De plus, ce phénomène n'étant pas progressif, il n'y a pas de variation de la fréquence de résonance. A contrario, lorsque la membrane est initialement détendue, la distance entre le patch rayonnant et le plan de masse n'est pas constante. Ainsi, la force électrostatique est inhomogène sous le patch, ce qui permet d'attirer la membrane progressivement. Ainsi une variation continue de la fréquence est obtenue jusqu'à un taux d'accord de 5,23 % sous 145 V, ce qui donne une figure de mérite agilité/tension DC supérieur à l'état de l'art d'un facteur 1,5.

Le contrôle de l'étirement de la membrane étant difficile, une modification de la struc-

ture antennaire membranaire a été proposée afin de mieux contrôler l'inhomogénéité du gap d'air entre le patch rayonnant et le plan de masse. Cette structure, que nous avons appelée *biseautée*, consiste à modifier le cadre qui supporte la membrane afin d'avoir le patch incliné par rapport au plan de masse au lieu d'être parallèle comme dans le cas d'une structure patch classique. La tension DC d'actionnement est alors réduite d'un facteur 4,5 pour un taux d'accord de 4,10 %. La figure de mérite agilité/tension DC est alors augmentée d'un facteur 5,7 par rapport à l'état de l'art. Cependant, cette modification structurelle réduit également les performances radiatives de l'antenne. Un compromis doit donc être fait entre la recherche d'accordabilité et les performances radiatives pour d'éventuelles applications futures.

Les systèmes antennaires développés ont l'avantage d'être peu coûteux, peu énergivores et moins complexes par rapport aux solutions classiques. De même, la technique de reconfiguration utilisée offre la possibilité d'une montée en fréquence du système antennaire, pour des applications en bande millimétrique par exemple, sans à avoir à la modifier et sans engendrer de surcoût. Ils sont également des preuves de faisabilité des concepts proposés mais demandent toutefois des améliorations tant du point de vue de la structure que des procédés de fabrication.

## Perspectives

Pour la suite de nombreux points restent encore à étudier afin d'augmenter les performances antennaires et la capacité d'accordabilité, tels que :

- la diminution des pertes diélectriques du substrat polymérique ;
- l'amélioration de la souplesse du patch métallique et de la membrane ;
- la réduction de la taille du dispositif pour avoir un plus faible encombrement et faciliter le contrôle de l'étirement initial de la membrane.

L'obtention des deux premiers points permettrait de diminuer le gap d'air, voire de s'en affranchir et arriver à une structure « tout polymère » qui simplifierait la fabrication de l'antenne.

Pour cela différentes études prospectives ont déjà été menées. Elles ont montré qu'il était tout d'abord intéressant de structurer le patch sous forme de grillage pour améliorer sa souplesse et réduire la taille du dispositif. Toutefois, cette structuration nécessite la recherche de dimensions spécifiques pour ne pas altérer la capacité d'actionnement de la structure. Ensuite, l'étude de la modification des propriétés du substrat polymérique a été réalisé par deux techniques : l'incorporation de poudres diélectriques faibles pertes et le mélange avec un autre polymère. Les premiers tests d'incorporation de poudre de silicate de zirconium dans la matrice polymérique se sont avérés compliqués à cause de sa forte granulométrie. Ainsi, ils n'ont pas montré d'amélioration des propriétés diélectriques en basse fréquence (de  $10^3$  à  $10^7$  Hz). La seconde technique, qui consiste à mélanger le polyuréthane à du Poly(ethylene-co-methyl acrylate-co-glycidyl methacrylate), augmente la souplesse des films fabriqués et a permis de mesurer une diminution des pertes diélectriques de  $10^3$  à  $10^7$  Hz et à 10 GHz. Toutefois, ces deux méthodes augmentent également fortement la rugosité des films fabriqués. Afin que ce point ne soit pas rédhibitoire lors de la métallisation des films, une technique de report de la métallisation sera donc à envisager.

D'une manière générale, il sera également intéressant d'étudier la tenue thermique et mécanique des systèmes antennaires. En effet, l'utilisation d'un substrat élastomérique,



en plus de poser des problèmes de fabrication (métallisation, grande souplesse), rend le système antenne sensible au changement de température. De même, l'élasticité du polymère va s'altérer avec le temps (usure, vieillissement du matériau), ce qui risque de modifier les performances antennaires et d'accordabilité. Ces phénomènes seront donc à quantifier et un packaging spécifique du système antenne s'avérera probablement nécessaire pour limiter leur influence sur les performances antennaires.

Finalement les procédés et les éléments développés dans cette thèse ont pour vocation, à terme, à servir dans la réalisation de brique de base comme des filtres ou des capacités variables par exemple, dans le but de réaliser des dispositifs plus complexes entièrement sur substrat souple.

## Annexe A

### Antennes souples et/ou agiles en fréquence

Tableau récapitulatif des antennes souples et/ou agiles en fréquence référencées dans l'état de l'art.

Topologie	Référence	Année	Substrat	Type d'antenne	Fréquence initiale (GHz)	Type d'actionnement	Agilité
Substrat souple massif	[39]	2012	PDMS	Dipôle	3	Étirement manuel du substrat	Environ 28 % pour 5 % d'étirement (1 GHz)
	[39]	2012	PDMS	PIFA	2,5	Étirement manuel du substrat	Environ 22 % pour 5 % d'étirement (environ 500 MHz)
	[16]	2011	TPU	Dipôle	2,35	Étirement manuel du substrat	8,9 % pour 20 % d'étirement (environ 200 MHz)
	[16]	2011	Silicone	Dipôle	2,25	Étirement manuel du substrat	6,9 % pour 20 % d'étirement (environ 150 MHz)
	[46]	2011	Silicone <i>TC5005</i>	Patch rectangulaire	2,8	Étirement manuel du substrat	70 % pour 200 % d'étirement (1,5 GHz)
Substrat rigide sur cavité d'air	[51, 52]	1984	RT/Duroid 5870 (rigide)	Patch circulaire	1,130	Manuel	17,44 % (216 MHz)
	[53]	2004	Verre (rigide)	Patch rectangulaire	16,8	Tension (120 V)	5,9 % (1,02 GHz)

Topologie	Référence	Année	Substrat	Type d'antenne	Fréquence initiale (GHz)	Type d'alimentation	Agilité
Substrat souple sur cavité d'air	[36]	2006	Kapton®	Patch rectangulaire	18,34	Tension (268 V)	2,2 % (390 MHz)
	[54]	2007	Kapton®	Patch circulaire	16,91	Tension (164 V)	1,6 % (270 MHz)
	[37]	2010	PET	Patch rectangulaire	6	Tension (150 V)	3,53 % (212 MHz)
	[37]	2010	PET	Patch rectangulaire	8	Tension (150 V)	3,57 % (286 MHz)
	[37]	2010	PET	Patch rectangulaire	10	Tension (150 V)	3,61 % (361 MHz)
	[42]	2010	PDMS	Patch rectangulaire	55,35	Pneumatique	8,2 % (4,35 GHz)
	[44]	2011	PDMS	Patch rectangulaire	56,6	Magnétique (couche de FePt)	3,3 % (1,9 GHz)
	[45]	2014	PDMS	Patch rectangulaire	61,75	Pneumatique	0,78 % (450 MHz)
	[45]	2014	PDMS	Patch rectangulaire	60	Magnétique (couche de FePt)	0,83 % (500 MHz)
	[55]	2012	PDMS	Patch rectangulaire	6,1	Pneumatique	6,5 % (348 MHz)
Patch hors du plan	[56]	2003	Verre (rigide)	Patch rectangulaire	25,6	Magnétique	8,96 % (2,4 GHz)



# Table des figures

1.1	Schéma de la structure d'une chaîne de PU, adapté de [7]. . . . .	22
1.2	Schéma du regroupement des chaînes de PU en domaine de segments rigides (SR) dans une matrice de segments souples (SS) avant et après étirement, adapté de [4]. . . . .	22
1.3	Organigramme des deux techniques de synthèse du polyuréthane : la méthode directe et indirecte dite « de pré-polymère », adapté de [9]. . . . .	23
1.4	a) Photographie des granules de polyuréthane PU87 fournies par Lubrizol®. b) Schéma moléculaire du polyuréthane <i>Estane 58887 NAT 038</i> (MDI-BDO-PTMO) ayant des unités uréthanes à grand moment dipolaire, adapté de [9]. . . . .	24
1.5	a) Ligne de transmission sur substrat polyuréthane thermoplastique avec une DEL (Diode Électroluminescente) [14] et b) ligne CPW sur PU [15]. .	25
1.6	Antenne dipôle sur substrat souple polyuréthane thermoplastique (TPU), issu de [16]. . . . .	26
1.7	Schéma 3D de la topologie d'une antenne patch. . . . .	28
1.8	Schéma 3D de la répartition du champ $\vec{E}$ (flèches rouges) dans le substrat diélectrique à la fréquence de résonance fondamentale (mode $TM_{01}$ ) de l'antenne imprimée induisant son rayonnement, adapté de [25]. . . . .	29
1.9	Schémas des différentes formes géométriques possibles du patch rayonnant.	31
1.10	Épaisseur de peau en fonction de la fréquence de 1 à 20 GHz pour différents métaux classiquement utilisés en électronique. . . . .	31
1.11	Influence de l'épaisseur du substrat sur l'efficacité et la bande passante d'une antenne patch pour deux valeurs de permittivité, issue de [30]. . . . .	32
1.12	Schéma vu en coupe d'une structure patch membranaire. . . . .	32
1.13	a) Antenne dipôle sur PDMS réticulé [39,40] et b) antenne patch avec du métal liquide encapsulé dans le substrat en silicone [46]. . . . .	35
1.14	Antenne dipôle sur substrat souple a) en silicone et b) en polyuréthane thermoplastique [16]. . . . .	35
1.15	Schémas d'antennes avec un substrat rigide sur gap d'air : a) actionnement manuel [51, 52] et b) plan de masse ondulé actionnable par une tension [53].	39
1.16	Schémas d'antennes sur substrat souple et gap d'air accordable par un champ électrostatique : a) sur membrane Kapton® [54] et b) sur PET [37].	39
1.17	a) Photographie de l'antenne sur substrat de PDMS en membrane avec actionnement pneumatique issue de la thèse de S. Hage-Ali [44]. b) Schéma de l'antenne sur substrat de PDMS en membrane avec actionnement pneumatique ou magnétique issu de la thèse de Y. Orlic [45]. . . . .	40

1.18	a) Schéma d'une antenne membranaire en PDMS avec un patch antennaire à base de nanotubes de carbone agile en fréquence par actionnement pneumatique [55]. b) Schéma d'une antenne « hors du plan » accordable par actionnement magnétique [56]. . . . .	40
2.1	a) Schéma de principe 1D de la dissolution d'un polymère par un solvant approprié (adapté de [57]). b) Évolution de la viscosité des solutions de PU dissout dans du DMF (courbe noire) et dans du cyclohexanone (courbe rouge). . . . .	45
2.2	a) Schéma de principe du dépôt par tournette. b) Film de polyuréthane, réalisé à la tournette, non homogène dû à la mauvaise mouillabilité du DMF sur le substrat (inox). . . . .	47
2.3	a) Film liquide de polyuréthane/DMF (20/100) réalisé sur une plaque de verre à l'applicateur de film Elcometer® 3570/1. b) Schéma de principe d'un dépôt par applicateur de film (vue en coupe). Les flèches rouges représentent le sens de déplacement de l'applicateur de film. . . . .	48
2.4	a) Effet de peau « de crocodile » provoqué par l'effet Bénard–Marangoni [66, 67] dû principalement à une température de séchage trop importante. b) Schéma du mouvement de convection dans le film lors du séchage (effet Bénard–Marangoni), représenté par les flèches rouges, qui induit un effet « peau de crocodile » sur la surface. . . . .	49
2.5	a) Évolution de l'épaisseur du film en fonction de la vitesse de rotation de la tournette (solution de 10 g de PU87 dans 100 ml de cyclohexanone). b) Correspondance entre l'épaisseur du film après séchage et le gap d'ouverture de l'applicateur (solution de 20 g de PU87 dans 100 ml de DMF). La ligne en pointillé est un guide pour les yeux. . . . .	50
2.6	Images au microscope optique de la surface de films de PU réalisés a) par tournette et b) par applicateur de film. . . . .	51
2.7	Profils de surface mesurés à l'AFM en mode contact a) d'un film déposé à la tournette et b) d'un film déposé par applicateur de film. . . . .	52
2.8	a) Classification des techniques de soudure adaptée de [69] et de [68]. b) Photographie de la presse à chaud (Specac®) utilisée pour le soudage du PU. . . . .	53
2.9	Image au microscope optique a) du délaminage d'une couche de Cu déposée sur PU sur plan de masse en inox par évaporation (effet Joule) et b) de la craquelure d'une couche de Cu déposée sur PU sur plan de masse en inox par évaporation (canon à électrons). . . . .	59
2.10	Image au microscope optique de dépôt de Cu par pulvérisation cathodique DC sur PU87 a) sans et b) avec pause. . . . .	60
2.11	a) Photographie d'un dépôt de Cu par pulvérisation cathodique parfaitement lisse et brillant sur PU soudé sur inox. b) Image au microscope optique des fissures dans une ligne microruban de cuivre (800 nm d'épaisseur) sur 150 µm de PU sur plan de masse en inox à travers un masque mécanique. . . . .	61
2.12	a) Image au microscope optique d'un dépôt d'aluminium sur PU par pulvérisation cathodique à travers un masque mécanique. b) Photographie de l'enroulement d'un film de PU par la relaxation des contraintes de Cu lors du report de la métallisation. . . . .	62
2.13	a) Photographie et b) image au microscope optique du test de photolithographie du Cu directement sur film de PU soudé sur verre. . . . .	64



2.14	a) Modèle 3D d'une antenne patch sur membrane de PU, entouré d'une boîte d'air pour les conditions aux limites du rayonnement et b) « Lumped-Port » permettant de simuler l'excitation en mode quasi-TEM de l'antenne, sous HFSS®. . . . .	65
2.15	a) Maillage adaptatif de l'antenne patch membranaire et b) son diagramme de rayonnement en 3D, simulé sous HFSS®. . . . .	66
3.1	a) Schéma vu en coupe et b) schéma électrique équivalent d'une capacité métal-isolant-métal (MIM) circulaire de diamètre $D_e$ sur un film de PU d'épaisseur $h_{PU}$ . . . . .	69
3.2	Résultats de mesure par la méthode des capacités MIM en basse fréquence a) de la tangente de pertes diélectriques et b) de la permittivité relative sur des films de PU87 réalisés à l'applicateur de film et mesurés au Solartron (courbe bleue) ou à l'analyseur d'impédance (courbe rouge) et sur des films réalisés à la tournette et mesurés à l'analyseur d'impédance (courbe noire). Les courbes pointillées correspondent aux valeurs extrêmes calculées en prenant en compte les incertitudes dimensionnelles des capacités MIM. . . . .	70
3.3	a) Schéma 3D et b) photographie de la cellule triplaque. L'échantillon est inséré entre le ruban métallique suspendu et le plan de masse. . . . .	71
3.4	a) Photographie de l'échantillon épais de PU87 ( $910 \pm 4 \mu\text{m}$ ) pour la caractérisation par la méthode triplaque. b) Résultats des mesures des propriétés diélectriques du PU87 par la méthode triplaque de 1 à 6 GHz [85]. . . . .	72
3.5	a) Schéma vu de dessus d'un Té résonant (stub) « imprimé » sur substrat de PU87 avec $L_{stub} = 4,802 \text{ mm}$ et $W_l = 0,430 \text{ mm}$ . b) Design HFSS® du Té résonant utilisé pour la rétrosimulation afin de déterminer les propriétés diélectriques du PU87. . . . .	73
3.6	a) Stub résonant métallisé sur du PU87 ( $130 \mu\text{m}$ ) soudé à un plan de masse en inox. b) Photographie du stub résonant connecté à l'analyseur réseau via la cellule de mesure Anritsu® <i>Universal test fixture 3680-20</i> . . . . .	74
3.7	Résultats de mesure du paramètre $S_{12}$ du stub résonant sur PU87 (courbe noire) et rétrosimulations du stub avec le logiciel HFSS® (courbe rouge) et ADS® (courbe bleue) avec $\varepsilon'_r = 3,41$ et $\tan \delta = 0,087$ . . . . .	74
3.8	a) Schéma en 3D de la structure MIM en HF. b) Schéma électrique équivalent de la structure MIM-HF connecté au VNA par une pointe GSG, avec $C_1$ la capacité entre la pastille et le plan de masse inférieur et $C_2$ entre le plan de masse inférieur et le plan de masse supérieur. . . . .	75
3.9	a) Photographie et b) image au microscope optique de capacités MIM-HF réalisées par photolithographie du cuivre sur PU. . . . .	76
3.10	Résultats de mesure des propriétés diélectriques du PU87 par la méthode des capacités MIM en HF de $10^7$ à $10^{10} \text{ Hz}$ . Les courbes en pointillées représentent la valeur de $\varepsilon'_r$ extraite extrême en prenant en compte les incertitudes dimensionnelles de la capacité MIM. . . . .	77
3.11	Images au microscope optique a) du contact des pointes GSG sur une capacité MIM et b) du métal abîmé à cause des pointes. . . . .	77
3.12	Schémas 2D vu en coupe a) d'une ligne microruban et b) d'une ligne CPW, adaptés de [96]. Les flèches rouges représentent les lignes de champ $\vec{E}$ . . . . .	78

3.13 a) Schéma 2D vu en coupe d'une ligne de transmission coplanaire avec plan de masse inférieur (ligne GCPW) avec en pratique : $w = 139 \mu\text{m}$ ; $s = 26 \mu\text{m}$ et $g = 1 \text{ mm}$ . b) Photographie d'un substrat de PU87 soudé sur un plan de masse en inox avec des lignes GCPW en cuivre de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur et zoom au microscope optique d'une ligne GCPW. . . . .	79
3.14 Schéma 2D vu de dessus des différents éléments étalons nécessaires à la calibration TRL. . . . .	81
3.15 Images au microscope optique a) du contact des pointes GSG sur une ligne GCPW et b) du métal abîmé à cause des pointes. . . . .	83
3.16 Valeurs de la permittivité et des pertes diélectriques du PU87 par la méthode des lignes GCPW extraites directement avec la formule de Gevorgian pour l'échantillon avec $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$ . . . . .	83
3.17 Modèle 3D d'une ligne GCPW sous HFSS®. . . . .	84
3.18 Résultats d'extraction de la permittivité (courbe noire) et des pertes diélectriques (courbe rouge) du substrat diélectrique grâce à la formule analytique de Gevorgian à partir des paramètres $S_{ij}$ issus de la simulation d'une ligne GCPW sous HFSS® (sans correction des pertes conductrices). La courbe en pointillée correspond à la valeur des pertes $\tan \delta$ du substrat implantée dans HFSS®. . . . .	85
3.19 Valeurs des pertes conductrices calculées par la formule de Ghione (courbes en pointillées) et par simulation HFSS® (courbes pleines) en fonction de a) l'épaisseur de la métallisation $t_{Cu}$ et b) de la sur-gravure des motifs de lignes GCPW (la largeur de la ligne $w$ et du gap $s$ varient mais $w + s = \text{constante}$ ). . . . .	86
3.20 Résultats d'extraction de la permittivité (courbe noire) et des pertes diélectriques (courbe rouge) du substrat diélectrique grâce à la formule analytique de Gevorgian et la soustraction des pertes conductrices estimées par la formule analytique de Ghione, à partir des paramètres $S_{ij}$ issus de la simulation d'une ligne GCPW sous HFSS®. La courbe en pointillée correspond à la valeur des pertes $\tan \delta$ du substrat implantée dans HFSS®. . . . .	87
3.21 Résultats d'extraction de la permittivité (courbe noire) et des pertes diélectriques (courbe rouge) du substrat diélectrique grâce à la formule analytique de Gevorgian et la soustraction des pertes conductrices estimées par simulation HFSS®, à partir des paramètres $S_{ij}$ issus de la simulation d'une ligne GCPW sous HFSS®. . . . .	88
3.22 Variations du coefficient $A(f)$ en fonction de a) l'épaisseur de la métallisation $t_{Cu}$ et b) de la sur-gravure des motifs des lignes GCPW (la largeur de la ligne $w$ et du gap $s$ varient mais $w + s = \text{constante}$ ). . . . .	88
3.23 Mesures de la permittivité et des pertes diélectriques du PU87 par la méthode des lignes GCPW avec $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$ de 1 à 31 GHz avec et sans soustraction des pertes conductrices. . . . .	89
3.24 Comparaison de la mesure de la permittivité et des pertes diélectriques du PU87 par la méthode des lignes GCPW avec $t_{Cu} = 1 \mu\text{m}$ (courbes noires) et $t_{Cu} = 1,2 \mu\text{m}$ (courbes rouges) de 1 à 31 GHz. . . . .	90
3.25 Schémas des différentes contributions à la polarisation d'un diélectrique soumis à un champ $\vec{E}$ : a) électronique, b) ionique et c) dipolaire, adaptés de [89]. . . . .	91
3.26 Évolution des propriétés diélectriques complexes en fonction de la fréquence. La localisation fréquentielle des phénomènes est donnée à titre indicatif. . . . .	91

3.27	Schéma électrique équivalent des pertes parasites dues aux contacts des pointes GSG lors des caractérisations diélectriques d'un isolant par des capacités MIM et par des lignes GCPW. . . . .	91
3.28	Évolution des propriétés diélectriques complexes du PU87 en fonction de la fréquence mesurée par différentes techniques. . . . .	92
3.29	Représentation en diagramme d'Argand des mesures de la permittivité complexe du PU87 effectuées par la méthode des capacités MIM en basse fréquence (de 10 à $10^7$ Hz). . . . .	95
3.30	Ajustements avec les formules de Havriliak et Negami de a) $\varepsilon'_r$ et $\varepsilon''_r$ et de b) $\varepsilon'_r$ et $\tan \delta$ issus des mesures sur PU87. . . . .	95
4.1	Schéma en 3D de la structure de l'antenne patch sur substrat membranaire en PU suspendu sur une cavité d'air. . . . .	98
4.2	Schéma d'un diélectrique bicouche (PU87/air) modélisé en un substrat homogène équivalent de même épaisseur totale. . . . .	99
4.3	Schémas a) vu de dessus et b) vu en coupe, d'une antenne patch avec le débordement des lignes de champ $\vec{E}$ (flèches rouges) modifiant la longueur électrique de l'antenne, adaptés de [24]. . . . .	100
4.4	a) Modèle HFSS® d'une ligne microruban 50 $\Omega$ sur substrat membranaire pour la détermination des pertes d'insertion. b) Pertes d'insertion issues de la simulation sous HFSS® d'une ligne microruban 50 $\Omega$ sur substrat de PU87 plein (150 $\mu\text{m}$ ) et sur membrane de PU87 de 60 à 0 $\mu\text{m}$ d'épaisseur par pas de 10 $\mu\text{m}$ avec une hauteur totale de diélectrique de 150 $\mu\text{m}$ . . . . .	101
4.5	Variation de la fréquence théorique ( $TR$ en %) d'antennes patch en fonction du gap d'air initial $h_{a-ini}$ pour différentes valeurs du gap d'air simulant la déflexion de la membrane. . . . .	101
4.6	Variation de la fréquence $f_{res}$ et de la permittivité relative effective $\varepsilon'_{reff}$ calculée par le modèle de la ligne de transmission en fonction de la hauteur totale du diélectrique $h_{tot}$ . . . . .	103
4.7	Schéma d'alimentation d'antenne patch par contact : a) ligne microruban, b) sonde coaxiale ; et sans contact : c) couplage de proximité, d) par fente. Adapté de [1]. . . . .	104
4.8	Schéma de la transition <i>Tapper</i> de la ligne d'alimentation microruban de la partie massive à la partie membranaire du substrat diélectrique. Adapté de [44]. . . . .	105
4.9	Schémas des différentes techniques d'adaptation en impédance entre la ligne d'alimentation et le patch rayonnant : a) ligne décalée, b) ligne quart d'onde et c) ligne avec encoches. . . . .	106
4.10	Résultats de simulation de l'adaptation d'impédance a) par la technique de la ligne décalée et b) par la ligne quart d'onde. . . . .	107
4.11	Résultats de simulation de l'adaptation d'impédance de l'antenne développée avec une adaptation par encoches. . . . .	108
4.12	Modèle numérique 3D sous HFSS® de l'antenne patch membranaire adaptée avec des encoches. . . . .	108
4.13	Schéma vu de dessus représentant les dimensions de l'antenne patch sur membrane alimentée par une ligne microruban avec une adaptation par des encoches. . . . .	110
4.14	Visualisation du plan E et H du diagramme de rayonnement sur l'antenne patch vue de dessus. . . . .	111

4.15	Résultats de simulation du diagramme de rayonnement dans le plan E et dans le plan H de l'antenne patch membranaire adaptée par la technique des encoches. . . . .	111
4.16	Schéma des étapes technologiques de la fabrication de l'antenne patch sur membrane en PU87. . . . .	113
4.17	Photographie d'une antenne patch avec une membrane légèrement ondulée.	114
4.18	Photographie d'une antenne patch avec les différentes connectiques utilisées pour sa caractérisation : a) dans une cellule Anritsu® pour sa caractérisation en impédance et b) avec un <i>SMA end launch connector</i> de Southwest Microwave® pour sa caractérisation en rayonnement en chambre anéchoïque.	115
4.19	Résultat de mesure de l'adaptation de l'antenne patch membranaire sur PU87 comparé à la simulation. . . . .	115
4.20	Simulation de la variation de la fréquence de résonance de l'antenne patch en fonction des incertitudes sur les épaisseurs des films de PU87 pour les cas les plus défavorables : $h_{tot} = h_a + h_{PU} = 105 + 45 \mu\text{m}$ (cas n° 1) et $h_{tot} = 115 + 35 \mu\text{m}$ (cas n° 2). . . . .	116
4.21	Schéma de principe vu en coupe de la chambre anéchoïque de l'IETR site de l'école Polytech (Nantes) pour la caractérisation en rayonnement de l'antenne. . . . .	117
4.22	Résultats de mesures du diagramme de rayonnement a) dans le plan E et b) dans le plan H de l'antenne patch membranaire comparés à la simulation.	117
5.1	Schéma en 3D de l'antenne patch a) en position initiale et b) gonflée par l'injection d'air sous la membrane. . . . .	122
5.2	a) Variation de la fréquence de résonance de l'antenne patch mesurée en fonction de l'augmentation du gap d'air sous le patch induit par injection d'air, comparée à l'évolution théorique calculée par le modèle de la ligne à transmission. La ligne pointillée est un guide pour les yeux. b) Évolution de l'adaptation de l'antenne mesurée suivant la hauteur de la cavité d'air. .	123
5.3	Schéma en 3D de l'antenne patch a) en position initiale ( $U = 0 \text{ V}$ ) et b) actionnée par une tension DC ( $U \neq 0 \text{ V}$ ). . . . .	123
5.4	a) Photographie du montage général de l'antenne dans une cellule Anritsu® avec un Té de polarisation pour protéger l'analyseur réseau de la tension d'actionnement DC lors de la mesure du $S_{11}$ . b) Zoom sur le Té de polarisation et son branchement. . . . .	124
5.5	Variation de la fréquence de résonance de l'antenne patch avec une membrane tendue et détendue ( $\Delta f_{res}$ ), mesurée suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse. Les lignes verticales indiquent la tension où la membrane est totalement collée au plan de masse (collapse), ce qui désadapte les antennes. . . . .	125
5.6	Mesure de l'adaptation en impédance de l'antenne avec une membrane détendue suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse. . . . .	125
5.7	Répartition du champ $\vec{E}$ (flèches rouges) sous le patch a) homogène lorsque la membrane est initialement tendue et b) inhomogène lorsque la membrane est initialement détendue. . . . .	126
5.8	Variation du gain $G$ de l'antenne mesuré suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse. . . . .	126

5.9	Résultats de mesures du diagramme de rayonnement a) dans le plan E et b) dans le plan H de l'antenne patch membranaire (membrane détendue) en position initiale (0 V) et actionnée par une tension de 130 V. . . . .	127
5.10	Schémas a) en 3D de la structure antennaire <i>biseautée</i> . b) Schéma vu en coupe de l'antenne <i>biseautée</i> actionnée par une tension DC ( $U \neq 0$ V). La flèche verte représente le mouvement de collapse (effondrement) de la membrane sur le plan de masse quand la tension DC augmente. . . . .	128
5.11	a) Modèle numérique 3D sous HFSS® de l'antenne patch membranaire <i>biseautée</i> . b) Simulation de l'adaptation en impédance de l'antenne patch sur structure <i>biseautée</i> comparée à la structure parallèle. . . . .	129
5.12	Simulations du diagramme de rayonnement a) dans le plan E et b) dans le plan H de l'antenne patch en structure <i>biseautée</i> (courbes rouges) comparées à la structure parallèle (courbes noires). . . . .	129
5.13	Mesure de l'adaptation en impédance de l'antenne <i>biseautée</i> comparée à la simulation. . . . .	130
5.14	a) L'adaptation en impédance et b) la variation de la fréquence de résonance ( $\Delta f_{res}$ ) de l'antenne <i>biseautée</i> mesurées suivant la tension appliquée entre le patch rayonnant et le plan de masse. . . . .	131
5.15	Schéma vu de dessus du patch antennaire grillagé. . . . .	132
5.16	Schémas d'antennes patch grillagées issus de l'état de l'art a) pour une recherche de transparence [113] et b) afin d'encapsuler du métal liquide pour une recherche de souplesse [114]. . . . .	132
5.17	a) Design HFSS® vu de dessus de l'antenne patch grillagée inspiré des travaux de S. Cheng [114]. b) Fréquence de résonance simulée sous HFSS® de l'antenne grillagée comparée à l'antenne avec un patch plein. . . . .	133
5.18	Photographie du patch rayonnant grillagé grâce à une photolithogravure du cuivre. . . . .	134
5.19	Structure de test de l'actionnement d'une capacité membranaire afin de vérifier l'influence de la réalisation d'un grillage dans l'électrode a) vue de côté et b) vue de dessus. . . . .	135
5.20	a) Photographie d'une électrode circulaire en cuivre et grillagée sur un film de PU87 de 40 $\mu\text{m}$ . b) Résultats de mesure de déflexion de la capacité membranaire en fonction d'un champ $\vec{E}$ pour différentes électrodes. . . . .	136
5.21	Limites maximale et minimale a) des pertes diélectriques et b) de la permittivité relative estimées par le modèle de Wiener en fonction du pourcentage massique de ZSO dans une matrice de PU87. . . . .	137
5.22	Clichés MEB de la poudre ZSO a) initiale et b) après broyage et tamisage. . . . .	138
5.23	a) Image au microscope optique d'un film de PU87 avec des charges de ZSO. b) Propriétés diélectriques de films de PU87/ZSO à 5 % mesurées par la méthode des capacités MIM en basse fréquence. . . . .	139
5.24	Viscosité de solution de PEMG et du PU87 dissous dans du cyclohexanone. . . . .	140
5.25	Propriétés diélectriques de films de PU87/PEMG mesurées par capacité MIM en basse fréquence. . . . .	141
5.26	a) Fréquence de résonance et b) efficacité de l'antenne membranaire simulées sous HFSS® avec un mélange PU87/PEMG (80/20) comme substrat diélectrique. . . . .	141



# Liste des tableaux

1.1	Propriétés de l' <i>Estane 58887 NAT 038 (MDI-BDO) / PTMO 1000</i> (PU87) utilisé [10]. . . . .	24
1.2	Tableau récapitulatif des propriétés diélectriques de différents polyuréthanes en HF. . . . .	27
1.3	Comparaison de la souplesse et des propriétés diélectriques en haute fréquence (1 GHz) de différents polymères employés dans des applications antennaires. . . . .	34
1.4	Comparaison de quelques propriétés du PDMS et du PU. . . . .	36
1.5	Comparaison des différentes techniques possibles de reconfiguration en fréquence des antennes [2]. . . . .	38
2.1	Paramètre de solubilité de Hildebrand (Tableau adapté de [9]). . . . .	46
2.2	Rugosité arithmétique ( $R_a$ ) de surface des films de PU mesurée à l'AFM en mode contact et au profilomètre mécanique. . . . .	51
2.3	Tableau récapitulatif des différents procédés d'assemblage de films développés. . . . .	54
2.4	Tableau récapitulatif des différents procédés de métallisation d'élastomère. . . . .	56
2.5	Propriétés théoriques des métaux déposables au laboratoire. . . . .	58
2.6	Conductivité électrique ( $S.m^{-1}$ ) des métaux déposés par pulvérisation cathodique DC (1 $\mu m$ d'épaisseur). . . . .	60
2.7	Comparaison des paramètres de simulations de l'antenne patch sous HFSS® avec et sans l'option « solve inside ». . . . .	65
3.1	Dimensions des capacités MIM pour la caractérisation diélectrique du PU87 en basse fréquence (MIM-BF). . . . .	70
3.2	Longueur des lignes GCPW et leur domaine fréquentiel respectif d'utilisation. . . . .	80
3.3	Dimensions réelles des lignes GCPW de l'échantillon de mesure. . . . .	81
3.4	Coefficients d'ajustement du facteur $A(f) = a_0 + a_1 e^{a_2 f}$ issus de la simulation de ligne GCPW pour différentes épaisseurs de métallisation et une sur-gravure des motifs de 3 $\mu m$ . . . . .	89
3.5	Tableau récapitulatif des techniques de mesures diélectriques utilisées et des résultats obtenus sur PU87. . . . .	93
4.1	Dimensions de l'antenne patch développée. . . . .	109
4.2	Comparaison des performances de l'antenne patch simulée et mesurée. . . . .	118
5.1	Comparaison avec l'état de l'art. . . . .	131
5.2	Viscosité de solution en fonction du ratio de PU87/PEMG pour 11 g dissous dans 100 ml de cyclohexanone et rugosité arithmétique des films obtenus à l'applicateur de film mesurée au profilomètre mécanique. . . . .	140





# Bibliographie

- [1] J.-M. LAHEURTE, *Petites antennes : communications sans fil et terminaux*. Télécom, Cachan : Hermes, Lavoisier, 2011. [17](#), [28](#), [29](#), [32](#), [99](#), [101](#), [104](#), [107](#), [109](#), [110](#), [155](#)
- [2] A. PETOSA, « An overview of tuning techniques for frequency-agile antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 5, p. 271–296, 2012. [17](#), [36](#), [37](#), [38](#), [41](#), [159](#)
- [3] N. TIERCELIN, P. COQUET, R. SAULEAU, V. SENEZ et H. FUJITA, « Realization of millimeter-wave planar antennas on PDMS », in *13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 2, p. 1994–1997, 2005. [17](#), [33](#), [34](#), [39](#), [56](#), [57](#), [62](#), [105](#), [112](#)
- [4] T. LOHER, D. MANESSIS, R. HEINRICH, B. SCHMIED, J. VANFLETEREN, J. DE-BAETS, A. OSTMANN et H. REICHL, « Stretchable electronic systems », in *8th Electronics Packaging Technology Conference*, p. 271–276, 2006. [17](#), [22](#), [24](#), [34](#), [151](#)
- [5] CARMAT [en ligne], Disponible sur : <http://www.carmatsa.com/fr/coeur-carmat/avantages-cles/hemocompatibilite>, juillet 2015. [18](#)
- [6] D. CHATTOPADHYAY et K. RAJU, « Structural engineering of polyurethane coatings for high performance applications », *Progress in Polymer Science*, vol. 32, no. 3, p. 352–418, 2007. [22](#), [23](#), [24](#)
- [7] Z. S. PETROVIĆ et J. FERGUSON, « Polyurethane elastomers », *Progress in Polymer Science*, vol. 16, no. 5, p. 695–836, 1991. [22](#), [151](#)
- [8] Overview of materials for Thermoplastic Polyurethane, Elastomer, Ether Grade [en ligne], Disponible sur : <http://www.matweb.com>, juillet 2013. [23](#), [36](#)
- [9] K. WONGTIMNOI, *Polyuréthanes électrostrictifs et Nanocomposites - Caractérisation et analyse des mécanismes de couplage électromécaniques*. Thèse, INSA de Lyon, 2011. [23](#), [24](#), [36](#), [45](#), [46](#), [48](#), [49](#), [57](#), [58](#), [68](#), [70](#), [71](#), [151](#), [159](#)
- [10] The Lubrizol Corporation [en ligne], Disponible sur : <http://www.lubrizol.com>, octobre 2012. [23](#), [24](#), [25](#), [34](#), [36](#), [45](#), [46](#), [53](#), [63](#), [159](#)
- [11] M. ROUSSEL, C. MALHAIRE, A.-L. DEMAN, J.-F. CHATEAUX, L. PETIT, L. SEVEY-RAT, J. GALINEAU, B. GUIFFARD, C. SEGUINEAU, J.-M. DESMARRES et J. MARTE-GOUTTE, « Electromechanical study of polyurethane films with carbon black nanoparticles for MEMS actuators », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 24, no. 5, p. 055011, 2014. [23](#)
- [12] M. GONZALEZ, F. AXISA, F. BOSSUYT, Y.-Y. HSU, B. VANDEVELDE et J. VANFLETEREN, « Design and performance of metal conductors for stretchable electronic circuits », in *2nd Electronics System-Integration Technology Conference*, p. 371–376, 2008. [25](#)
- [13] T. LOHER, R. VIEROTH, M. SECKEL, A. OSTMANN et H. REICHL, « Stretchable electronic systems for wearable and textile applications », in *9th IEEE VLSI Packaging Workshop of Japan*, p. 9–12, 2008. [25](#)

- [14] T. LOHER, D. MANESSIS et A. OSTMANN, « Stretchable electronic systems », *On-Board Technology*, p. 18–19, 2007. [25](#), [151](#)
- [15] J.-W. JEON, S.-K. KIM, J.-M. KOO, S.-M. HONG, Y.-J. MOON, S.-B. JUNG et B.-S. KIM, « Electrical characterization of differential stretchable transmission line », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, p. 1–4, 2011. [25](#), [27](#), [151](#)
- [16] A. ARRIOLA, J. SANCHO, S. BREBELS, M. GONZALEZ et W. DE RAEDT, « Stretchable dipole antenna for body area networks at 2.45 GHz », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 7, p. 852–859, 2011. [25](#), [26](#), [27](#), [33](#), [34](#), [35](#), [36](#), [38](#), [148](#), [151](#)
- [17] F. D. MBAIRI et H. HESSELBOM, « High frequency design and characterization of SU-8 based conductor backed coplanar waveguide transmission lines », in *International Symposium on Advanced Packaging Materials : Processes, Properties and Interfaces*, p. 243–248, 2005. [25](#)
- [18] T. ZWICK, A. CHANDRASEKHAR, C. BAKS, U. PFEIFFER, S. BREBELS et B. GAUCHER, « Determination of the complex permittivity of packaging materials at millimeter-wave frequencies », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 3, p. 1001–1010, 2006. [25](#)
- [19] S. M. ABBAS, M. CHANDRA, A. VERMA, R. CHATTERJEE et T. C. GOEL, « Complex permittivity and microwave absorption properties of a composite dielectric absorber », *Composites Part A : Applied Science and Manufacturing*, vol. 37, no. 11, p. 2148–2154, 2006. [26](#), [27](#), [136](#)
- [20] Z. GUO, S.-E. LEE, H. KIM, S. PARK, H. T. HAHN, A. B. KARKI et D. P. YOUNG, « Fabrication, characterization and microwave properties of polyurethane nanocomposites reinforced with iron oxide and barium titanate nanoparticles », *Acta Materialia*, vol. 57, no. 1, p. 267–277, 2009. [26](#), [27](#), [136](#)
- [21] Z. LIU, G. BAI, Y. HUANG, Y. MA, F. DU, F. LI, T. GUO et Y. CHEN, « Reflection and absorption contributions to the electromagnetic interference shielding of single-walled carbon nanotube/polyurethane composites », *Carbon*, vol. 45, no. 4, p. 821–827, 2007. [26](#), [27](#), [136](#)
- [22] E. AÇIKALIN, O. ATICI, A. SAYINTI, K. ÇOBAN et H. ERKALFA, « Preparation of dendritic waterborne polyurethane-urea/Ni–Zn ferrite composite coatings and investigation of their microwave absorption properties », *Progress in Organic Coatings*, vol. 76, no. 6, p. 972–978, 2013. [26](#), [27](#), [136](#)
- [23] A. KANAPITSAS, P. PISSIS, L. KARABANOVA, L. SERGEEVA et L. APEKIS, « Broadband dielectric relaxation spectroscopy in interpenetrating polymer networks of polyurethane-copolymer of butyl methacrylate and dimethacrylate triethylene glycol », *Polymer Gels and Networks*, vol. 6, no. 2, p. 83–102, 1998. [26](#), [27](#), [136](#)
- [24] C. A. BALANIS, *Antenna theory : Analysis and theory*. New York : Wiley, 3ème éd., 2005. [28](#), [31](#), [99](#), [100](#), [101](#), [103](#), [155](#)
- [25] A. PAPIERNIK, C. LUXEY, R. STARAJ et G. KOSSIAVAS, « Antennes imprimées - bases et principes », *Techniques de l'ingénieur*, no. e3310, 2007. [28](#), [29](#), [106](#), [108](#), [151](#)
- [26] Le partage des fréquences : une affaire de négociations internationales [en ligne], Disponible sur : <https://www.itu.int/newsarchive/press/WRC97/Sharing-the-spectrum-fr.html>, juillet 2015. [29](#)

- [27] D. M. POZAR, *Microwave Engineering*. Cambridge : Wiley, 2ème éd., 1998. 30
- [28] T. S. BIRD, « Definition and misuse of return loss », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, p. 166–167, 2009. 30
- [29] D. PEYROU, *Étude théorique et expérimentale des techniques d'assemblage et de mise en boîtier pour l'intégration de microsystèmes radio-fréquences*. Thèse, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2006. 31
- [30] D. M. POZAR, « Microstrip antennas », *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, p. 79–91, 1992. 32, 33, 102, 127, 151
- [31] C. PICHOT, « Structures de guidage HF - technologie et applications », *Techniques de l'ingénieur*, no. e1172, 2003. 33
- [32] S.-J. HA, Y.-B. JUNG, D. H. KIM et C. W. JUNG, « Textile patch antennas using double layer fabrics for wrist-wearable applications », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 12, p. 2697–2702, 2012. 33
- [33] M. MANTASH, A.-C. TAROT, S. COLLARDEY et K. MAHDJOUBI, « Investigation of flexible textile antennas and AMC reflectors », *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, p. 1–10, 2012. 33, 68, 71
- [34] D. E. ANAGNOSTOU, A. A. GHEETHAN, A. K. AMERT et K. W. WHITES, « A direct-write printed antenna on paper-based organic substrate for flexible displays and WLAN applications », *Journal of Display Technology*, vol. 6, no. 11, p. 558–564, 2010. 33
- [35] H. R. KHALEEL, H. M. AL-RIZZO et D. G. RUCKER, « Compact polyimide-based antennas for flexible displays », *Journal of Display Technology*, vol. 8, no. 2, p. 91–97, 2012. 33, 34
- [36] R. GOTETI, R. JACKSON et R. RAMADOSS, « MEMS-based frequency switchable microstrip patch antenna fabricated using printed circuit processing techniques », *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, p. 228–230, 2006. 33, 34, 38, 39, 41, 126, 149
- [37] H. I. KANG et J. T. SONG, « Electrically tunable rectangular microstrip antenna », *Electronics letters*, vol. 46, no. 1, p. 18–19, 2010. 33, 34, 38, 39, 41, 56, 126, 149, 151
- [38] A. C. DURGUN, M. S. REESE, C. A. BALANIS, C. R. BIRTCHER, D. R. ALLEE et S. VENUGOPAL, « Flexible bow-tie antennas », in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, p. 1–4, 2010. 33, 34
- [39] Q. LIU, K. L. FORD, R. LANGLEY, A. ROBINSON et S. P. LACOUR, « Stretchable antennas », in *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, p. 168–171, 2012. 33, 34, 35, 38, 56, 148, 151
- [40] Q. LIU, A. P. ROBINSON, K. L. FORD, R. J. LANGLEY et S. P. LACOUR, « Elastic dipole antenna prepared with thin metal films on elastomeric substrate », *Electronics letters*, vol. 48, no. 2, p. 65–66, 2012. 33, 34, 35, 38, 56, 151
- [41] N. TIERCELIN, P. COQUET, R. SAULEAU, V. SENEZ et H. FUJITA, « Polydimethylsiloxane membranes for millimeter-wave planar ultra flexible antennas », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 16, no. 11, p. 2389–2395, 2006. 33, 34, 56, 61, 105, 112
- [42] S. HAGE-ALI, N. TIERCELIN, P. COQUET, R. SAULEAU, V. PREOBRAZHENSKY et P. PERNOD, « A millimeter-wave inflatable frequency-agile elastomeric antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, p. 1131–1134, 2010. 33, 34, 39, 105, 112, 122, 149

- [43] S. HAGE-ALI, N. TIERCELIN, P. COQUET, R. SAULEAU, V. PREOBRAZHENSKY et P. PERNOD, « A millimeter-wave frequency tunable microstrip antenna on ultraflexible PDMS substrate », in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, p. 1–4, 2010. [33](#), [34](#), [122](#)
- [44] S. HAGE-ALI, *Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Électro-Mécaniques (MMEMS) : Conception, réalisation, mesures*. Thèse, École Centrale de Lille, 2011. [33](#), [34](#), [36](#), [39](#), [40](#), [41](#), [52](#), [56](#), [57](#), [62](#), [63](#), [100](#), [102](#), [105](#), [109](#), [111](#), [112](#), [117](#), [122](#), [149](#), [151](#), [155](#)
- [45] Y. ORLIC, *Dispositifs flexibles de communication à 60 Ghz reconfigurables mécaniquement*. Thèse, École Centrale de Lille, 2014. [33](#), [34](#), [36](#), [39](#), [40](#), [41](#), [106](#), [111](#), [112](#), [149](#), [151](#)
- [46] S. J. MAZLOUMAN, X. J. JIANG, A. MAHANFAR, C. MENON et R. G. VAUGHAN, « A reconfigurable patch antenna using liquid metal embedded in a silicone substrate », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, p. 4406–4412, 2011. [33](#), [34](#), [35](#), [38](#), [55](#), [56](#), [148](#), [151](#)
- [47] S. WAGNER et S. BAUER, « Materials for stretchable electronics », *MRS Bulletin*, vol. 37, no. 03, p. 207–213, 2012. [33](#), [36](#)
- [48] M. SOLEIMANI et C. MENON, « Preliminary investigation of a balloon-shape actuator based on electroactive elastomers », *Smart Materials and Structures*, vol. 19, no. 4, p. 047001, 2010. [34](#)
- [49] S. J. MAZLOUMAN, A. MAHANFAR, C. MENON et R. G. VAUGHAN, « A review of mechanically reconfigurable antennas using smart material actuators », in *5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, p. 1076–1079, 2011. [34](#)
- [50] S. P. LACOUR, S. WAGNER, Z. HUANG et Z. SUO, « Stretchable gold conductors on elastomeric substrates », *Applied Physics Letters*, vol. 82, no. 15, p. 2404–2406, 2003. [34](#)
- [51] K. F. LEE, K. HO et J. S. DAHELE, « Circular-disk microstrip antenna with an air gap », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 8, p. 880–884, 1984. [38](#), [39](#), [98](#), [99](#), [148](#), [151](#)
- [52] J. S. DAHELE et K. F. LEE, « Theory and experiment on microstrip antennas with airgaps », *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, vol. 132, p. 455–460, 1985. [38](#), [39](#), [148](#), [151](#)
- [53] R. AL-DAHLEH, C. SHAFI et L. SHAFI, « Frequency-agile microstrip patch antenna using a reconfigurable MEMS ground plane », *Microwave and optical technology letters*, vol. 43, no. 1, p. 64–67, 2004. [38](#), [39](#), [41](#), [148](#), [151](#)
- [54] R. JACKSON JR et R. RAMADOSS, « A MEMS-based electrostatically tunable circular microstrip patch antenna », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 17, no. 1, p. 1, 2007. [38](#), [39](#), [41](#), [126](#), [149](#), [151](#)
- [55] Q.-Y. TANG, Y.-M. PAN, Y. CHAN et K. LEUNG, « Frequency-tunable soft composite antennas for wireless sensing », *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 179, p. 137–145, 2012. [40](#), [41](#), [55](#), [56](#), [122](#), [149](#), [152](#)
- [56] J.-C. LANGER, J. ZOU, C. LIU et J. BERNHARD, « Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 3, p. 120–122, 2003. [40](#), [149](#), [152](#)

- [57] B. A. MILLER-CHOU et J. L. KOENIG, « A review of polymer dissolution », *Progress in Polymer Science*, vol. 28, no. 8, p. 1223–1270, 2003. 44, 45, 152
- [58] LIU, QIN, *Amélioration des propriétés de conversion électromécanique dans les polymères électrostrictifs*. Thèse, INSA de Lyon, 2013. 45, 139, 140
- [59] MARCUS YISHAK, *The properties of solvents*, vol. 4. Chichester : Wiley, 1998. 45, 46
- [60] Sigma-Aldrich [en ligne], Disponible sur : <http://www.sigmaaldrich.com/france.html>, mai 2013. 45, 55
- [61] Merck [en ligne], Disponible sur : <http://www.merck.fr>, janvier 2015. 45
- [62] VAN KREVELEN, D. W. et HOFSTADT, P. J., *Properties of polymers : Correlations with chemical structure*. Amsterdam : Elsevier, 1972. 46
- [63] H. NISHIMURA, H. KOJIMA, T. YARITA et M. NOSHIRO, « Phase structure of polyetherpolyol-4,4'-diphenylmethane diisocyanate-based reaction injection molded (RIM) polyurethanes », *Polymer Engineering & Science*, vol. 26, no. 9, p. 585–592, 1986. 46
- [64] B. F. D'ARLAS, L. RUEDA, K. de la CABA, I. MONDRAGON et A. ECEIZA, « Microdomain composition and properties differences of biodegradable polyurethanes based on MDI and HDI », *Polymer Engineering & Science*, vol. 48, no. 3, p. 519–529, 2008. 46
- [65] R. MISTLER et E. TWINAME, *Tape Casting - Theory and Practice*. Westerville : The American Ceramic Society, 2000. 47, 48, 49
- [66] D. MERKT et M. BESTEHORN, « Bénard–Marangoni convection in a strongly evaporating fluid », *Physica D : Nonlinear Phenomena*, vol. 185, no. 3-4, p. 196–208, 2003. 49, 152
- [67] G. TOUSSAINT, H. BODIGUEL, F. DOUMENC, B. GUERRIER et C. ALLAIN, « Experimental characterization of buoyancy- and surface tension-driven convection during the drying of a polymer solution », *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 51, no. 17-18, p. 4228–4237, 2008. 49, 152
- [68] D. GREWELL et A. BENATAR, « Welding of plastics : fundamentals and new developments », *International Polymer Processing*, vol. 22, no. 1, p. 43–60, 2007. 51, 52, 53, 152
- [69] N. AMANAT, N. L. JAMES et D. R. MCKENZIE, « Welding methods for joining thermoplastic polymers for the hermetic enclosure of medical devices », *Medical Engineering & Physics*, vol. 32, no. 7, p. 690–699, 2010. 51, 53, 152
- [70] M. COUTY, *Étude du procédé de réalisation de micro-antennes souples implantables pour l'Imagerie médicale par Résonance Magnétique*. Thèse, Université Paris Sud-Paris XI, 2012. 52, 56, 57, 63
- [71] H. J. CHO, H. JANG, S. LIM, E. CHO, T.-H. LIM, I.-H. OH, H.-J. KIM et J. H. JANG, « Development of a novel decal transfer process for fabrication of high-performance and reliable membrane electrode assemblies for PEMFCs », *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 36, no. 19, p. 12465–12473, 2011. 53
- [72] L. J. BONDERER, K. FELDMAN et L. J. GAUCKLER, « Platelet-reinforced polymer matrix composites by combined gel-casting and hot-pressing. part II : Thermoplastic polyurethane matrix composites », *Composites Science and Technology*, vol. 70, no. 13, p. 1966–1972, 2010. 53, 54, 72



- [73] A. VERMA, B. WENG, R. SHEPHERD, C. FUMEAUX, V.-T. TRUONG, G. G. WALLACE et B. D. BATES, « 6 GHz microstrip patch antennas with PEDOT and polypyrrole conducting polymers », in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, p. 329–332, 2010. 55, 56
- [74] S. PACCHINI, S. HAGE-ALI, A. TOGONAL, N. TIERCELIN, P. PERNOD et P. COQUET, « Inkjet-printed elastomeric millimeter-wave devices », in *44th European Microwave Conference (EuMC)*, p. 13–16, 2014. 56
- [75] M. BELHAJ, W. WEI, E. PALLECCHI, C. MISMER, I. ROCH-JEUNE et H. HAPPY, « Inkjet printed flexible transmission lines for high frequency applications up to 67 GHz », in *44th European Microwave Conference (EuMC)*, p. 1528–1531, 2014. 56
- [76] N. CHOU, S. YOO et S. KIM, « Fabrication of stretchable and flexible electrodes based on PDMS substrate », in *25th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, p. 247–250, IEEE, 2012. 56, 134
- [77] B. HUYGHE, H. ROGIER, J. VANFLETEREN et F. AXISA, « Design and manufacturing of stretchable high-frequency interconnects », *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 31, no. 4, p. 802–808, 2008. 56, 57, 63
- [78] T. WARE, D. SIMON, D. E. ARREAGA-SALAS, J. REEDER, R. RENNAKER, E. W. KEEFER et W. VOIT, « Fabrication of responsive, softening neural interfaces », *Advanced Functional Materials*, vol. 22, no. 16, p. 3470–3479, 2012. 56, 57, 62
- [79] G. J. HAYES, J.-H. SO, A. QUSBA, M. D. DICKEY et G. LAZZI, « Flexible liquid metal alloy (EGaIn) microstrip patch antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, p. 2151–2156, 2012. 55
- [80] B. S. COOK, B. TEHRANI, J. R. COOPER et M. M. TENTZERIS, « Multilayer inkjet printing of millimeter-wave proximity-fed patch arrays on flexible substrates », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, p. 1351–1354, 2013. 56
- [81] F. LAPIERRE, *Électromouillage sur diélectrique (EWOD) : Conception et réalisation de dispositifs microfluidiques originaux sur surfaces superhydrophobes*. Thèse, Université de Lille 1, 2011. 57
- [82] F. MONTFORT-WINDELS, *La métallisation des plastiques*. Senlis : CETIM, 1999. 59
- [83] D. SCHRODER, *Semiconductor material and device characterization*. Piscataway NJ ; Hoboken N.J. : IEEE Press ; Wiley, 3ème éd., 2006. 59
- [84] Ansoft HFSS v15 d'ANSYS, <http://www.ansys.com>, juillet 2015. 64, 73
- [85] E. SALAHUN, P. QUEFFELEC, L. FLOC'H et P. GELIN, « A broadband permeameter for “in situ” measurements of rectangular samples », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 4, p. 2743–2745, 2001. 68, 71, 72, 153
- [86] D. LIU, U. PFEIFFER, J. GRZYB et B. GAUCHER, *Advanced Millimeter-wave Technologies : Antennas, Packaging and Circuits*. Hoboken : Wiley, 2009. 68, 73
- [87] Z. MA, A. J. BECKER, P. POLAKOS, H. HUGGINS, J. PASTALAN, H. WU, K. WATTS, Y.-H. WONG et P. MANKIEWICH, « RF measurement technique for characterizing thin dielectric films », *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45, no. 8, p. 1811–1816, 1998. 68, 75, 76
- [88] P.-Y. CRESSON, Y. ORLIC, J.-F. LEGIER, E. PALECZNY, L. DUBOIS, N. TIERCELIN, P. COQUET, P. PERNOD et T. LASRI, « 1 to 220 GHz complex permittivity behavior of flexible polydimethylsiloxane substrate », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 4, p. 278–280, 2014. 68, 77, 78



- 
- [89] C. BORDERON, *Développement et étude des matériaux ferroélectriques accordables en vue d'une application pour les antennes intelligentes*. Thèse, Université de Nantes, 2008. 68, 90, 91, 154
  - [90] A. TOMBAK, J.-P. MARIA, F. AYGUAVIVES, Z. JIN, G. T. STAUF, A. I. KINGON et A. MORTAZAWI, « Tunable Barium Strontium Titanate thin film capacitors for RF and microwave applications », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 1, p. 3–5, 2002. 68
  - [91] K.-P. LATTI, M. KETTUNEN, J.-P. STROM et P. SILVENTOINEN, « A review of microstrip T-resonator method in determining the dielectric properties of printed circuit board materials », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, p. 1845–1850, 2007. 73
  - [92] E. O. HAMMERSTAD, « Equations for microstrip circuit design », in *5th European Microwave Conference*, p. 268–272, 1975. 73, 99
  - [93] Advanced Design System d'Agilent Technologies, <http://www.keysight.com>, juillet 2015. 73
  - [94] D. D. GRIEG et H. F. ENGELMANN, « Microstrip – A new transmission technique for the kilomegacycle range », *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 12, p. 1644–1650, 1952. 77
  - [95] C. P. WEN, « Coplanar waveguide : A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 12, p. 1087–1090, 1969. 78
  - [96] S. PINON, D. L. DIEDHIOU, A.-M. GUE, N. FABRE, G. PRIGENT, V. CONEDERA, E. RIUS, C. QUENDO, B. POTELON, J.-F. FAVENNEC et A. BOUKABACHE, « Development of a microsystem based on a microfluidic network to tune and reconfigure RF circuits », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 22, no. 7, p. 074005, 2012. 78, 153
  - [97] S. GEVORGIAN, L. J. PETER LINNÉR et E. L. KOLLBERG, « CAD models for shielded multilayered CPW », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 4, p. 772–779, 1995. 78, 82
  - [98] TX-line de National Instruments, <http://www.awrcorp.com>, avril 2015. 79
  - [99] N. S. KUEK et S. UYSAL, « Investigation of discontinuous coplanar waveguide lines with finite ground planes », in *IEEE Asia-Pacific, Microwave Conference Proceedings (APMC'97)*, vol. 3, p. 969–972, 1997. 79
  - [100] R. B. MARKS, « A multilayer method of network analyzer calibration », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 7, p. 1205–1215, 1991. 79, 80
  - [101] G. GHIONE, « A CAD-oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 9, p. 1499–1510, 1993. 84, 86
  - [102] C. KITTEL, *Physique de l'état solide*. Paris : Dunod, 8ème éd., 2007. 90
  - [103] R. LOVELL, « Application of Kramers-Kronig relations to the interpretation of dielectric data », *Journal of Physics C : Solid State Physics*, vol. 7, no. 23, p. 4378, 1974. 90, 94
  - [104] O. MEKNI, H. ARIFA, B. ASKRI, K. RAOUADI, G. DAMAMME et B. YANGUI, « Trapping-charging ability and electrical properties study of amorphous insulator by dielectric spectroscopy », *Journal of Applied Physics*, vol. 116, no. 10, p. 104104, 2014. 94

- [105] R. COELHO et B. ALADENIZE, *Les diélectriques : Propriétés diélectriques des matériaux isolants*. Paris : Hermes, 1993. [94](#), [95](#)
- [106] S. HAVRILIAK et S. NEGAMI, « A complex plane representation of dielectric and mechanical relaxation processes in some polymers », *Polymer*, vol. 8, p. 161–210, 1967. [94](#)
- [107] K. NADAUD, C. BORDERON, R. GILLARD, E. FOURN, R. RENOUD et H. W. GUNDEL, « Temperature stable BaSrTiO<sub>3</sub> thin films suitable for microwave applications », *Thin Solid Films*, vol. 591, Part A, p. 90–96, 2015. [95](#)
- [108] J. ROGER, « Antennes - bases et principes », *Techniques de l'ingénieur*, no. e3280, 1998. [107](#)
- [109] W. H. KUMMER, « Basic array theory », *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, p. 127–140, 1992. [110](#)
- [110] P. GEBBERS, C. GRÄTZEL, L. MAFFLI, C. STAMM et H. SHEA, « Zipping it up : DEAs independent of the elastomer's electric breakdown field », in *Electroactive Polymer Actuators and Devices (EAPAD)*, p. 83402P, Proc. SPIE 8340, 2012. [128](#)
- [111] L. MAFFLI, S. ROSSET et H. R. SHEA, « Mm-size bistable zipping dielectric elastomer actuators for integrated microfluidics », in *Electroactive Polymer Actuators and Devices (EAPAD)*, p. 86872M, Proc. SPIE 8687, 2013. [128](#)
- [112] L. MAFFLI, S. ROSSET et H. R. SHEA, « Zipping dielectric elastomer actuators-characterization, design and modeling », *Smart Materials and Structures*, vol. 22, no. 10, p. 104013–10425, 2013. [128](#)
- [113] G. CLASEN et R. LANGLEY, « Meshed patch antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 6, p. 1412–1416, 2004. [132](#), [133](#), [157](#)
- [114] S. CHENG et Z. WU, « A microfluidic, reversibly stretchable, large-area wireless strain sensor », *Advanced Functional Materials*, vol. 21, no. 12, p. 2282–2290, 2011. [132](#), [133](#), [134](#), [157](#)
- [115] M.-S. WU et K. ITO, « Basic study on see-through microstrip antennas constructed on a window glass », in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation International Symposium*, p. 499–502, 1992. [133](#)
- [116] A. PIMPIN, Y. SUZUKI et N. KASAGI, « Microelectrostrictive actuator with large out-of-plane deformation for flow-control application », *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 16, no. 3, p. 753–764, 2007. [135](#)
- [117] K. K. KÄRKKÄINEN, A. H. SIHVOLA et K. NIKOSKINEN, « Effective permittivity of mixtures : Numerical validation by the FDTD method », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 38, no. 3, p. 1303–1308, 2000. [137](#)

# Publications et communications

## Articles

**Samuel Baron**, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Polyurethane membranes for flexible centimeter-wave patch antennas », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 24, no. 7, p. 075020, 2014.

**Samuel Baron**, Kevin Nadaud, Benoit Guiffard, Ala Sharaiha et Laurence Seveyrat, « Modified approach for high frequency dielectric characterization of thinly metallized soft polymer film using grounded coplanar waveguide », *Applied Physics Letters*, vol. 107, no. 9, p. 092904, 2015.

## Congrès internationaux avec actes

**Samuel Baron**, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Polymer micro-actuator for frequency agile patch antenna », *International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Victoria, Canada, 2014, p. 1–2, Présentation orale, *Proceeding* sur IEEEXplore.

**Samuel Baron**, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Frequency Tunable Patch Antenna with Electrically Actuated Supported Polymer Membrane », *European Microwave Conference (EuMC)*, Rome, Italie, 2014, p. 41–44, Présentation orale, *Proceeding* sur IEEEXplore.

## Congrès nationaux avec actes

**Samuel Baron**, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Films de polyuréthane comme substrat d'antenne patch membranaire accordable en fréquence en bande X », *19<sup>èmes</sup> Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux (JCMM)*, Nantes, 2014, Présentation poster, *Proceeding* sur clé usb.

**Samuel Baron**, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Antenne patch sur substrat polymère membranaire accordable en fréquence par actionnement électromécanique », *19<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes (JNM)*, Bordeaux, 2015, Présentation orale, *Proceeding* sur clé usb.

**Samuel Baron**, Kevin Nadaud, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Caractérisation diélectrique large bande du Polyuréthane par lignes GCPW et méthode analytique », *19<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes (JNM)*, Bordeaux, 2015, Présentation orale, *Proceeding* sur clé usb.

## Congrès nationaux sans actes

Samuel Baron, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Substrat membranaire en polyuréthane pour antenne patch accordable en fréquence », *GDR Ondes*, Dijon, 2013, Présentation poster.

Samuel Baron, Benoit Guiffard et Ala Sharaiha, « Films de Polyuréthane électro-actif pour antennes patch électriquement accordable », *Journée EEA électronique*, Lille, 2014, Présentation poster.

## Prix

Prix d'excellence de la meilleure communication poster étudiante, *13<sup>èmes</sup> Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux (JCMM)*, Nantes, 2014.



# Thèse de Doctorat

**Samuel BARON**

**Polymère souple pour antenne patch électriquement accordable en bande X :  
conception et caractérisations**

**Soft polymer for electrically tunable patch antenna in X band: design and  
characterizations**

## Résumé

Dans le domaine des systèmes communicants, les antennes accordables (agiles) en fréquence suscitent un intérêt croissant en raison de la prolifération des standards de communication sans fils, proches les uns des autres. Toutefois, les solutions traditionnelles sont basées sur des composants actifs qui ont pour effet d'engendrer un surcoût et de complexifier le système. De plus, nous assistons également à une migration de l'électronique sur substrat rigide vers des substrats flexibles pour des raisons de coût et une recherche de souplesse et de conformabilité des systèmes. Cette thèse a pour objectif de lier ces deux thématiques par une approche originale qui consiste en la reconfiguration mécanique d'antenne patch sur substrat membranaire souple par un actionnement électrostatique en bande X, vers 10 GHz. Pour cela, un substrat polymérique innovant pour ce type de structure antenne est utilisé, le polyuréthane (PU). À cet effet, les procédés technologiques nécessaires à la fabrication des antennes patch sur substrat en PU ont été développés. Ensuite, la caractérisation des propriétés diélectriques de films de polyuréthane sur une large bande de fréquence a été effectuée afin de pouvoir dimensionner le système antenne à l'aide de simulations hyperfréquence. Enfin, la réalisation et la caractérisation de premiers systèmes antennes sur membrane en PU ont montré que les figures de mérites Agilité fréquentielle/Tension mesurées sont supérieures à l'état de l'art. Des études préliminaires ont également été effectuées pour explorer différentes voies envisageables en vue d'une amélioration des performances des systèmes antennes.

## Mots clés

Antenne accordable en fréquence, électronique souple, substrat polyuréthane, reconfiguration électromécanique, caractérisations diélectriques.

## Abstract

In communication systems, smart antennas with large frequency tunability (agility) have been gaining worldwide attention over the past few years due to the proliferation of global wireless communication standards in close proximity to one another. However, conventional solutions use electronic components which induce additional costs and make the system more complicated. Moreover, the electronic devices have moved from rigid to flexible dielectric substrates to reduce the cost and to obtain stretchability and conformability properties. The goal of this thesis is to put together these two topics. The chosen original approach consists of the mechanical reconfiguration of antenna patch printed on a soft membrane substrate with electrostatic actuation in X band, at around 10 GHz. Moreover, a new polymeric substrate was employed in this structure, the polyurethane (PU). Firstly, the technological processes required to realize the antenna patch on the PU substrate were developed. Then, the dielectric properties of polyurethane films were measured on a large frequency band in order to define the antenna patch dimensions using high frequency simulations. Finally, the first antennas patch realized and characterized have a figure of merit Frequency tunability/Voltage higher than the state of the art. Preliminary studies were also carried out to explore various feasible ways for improved the antenna systems performances.

## Key Words

Frequency tunable antenna, flexible electronic, polyurethane substrate, electromechanical reconfiguration, dielectric characterizations.